

THESE

présentée à l'U.E.R. de Physique de l'Université de Nantes

par

Michel AUMIAUX

Ingénieur électronicien ESEO

pour obtenir le titre de
DOCTEUR-INGENIEUR

**ETUDE D'UN VOLTMETRE NUMERIQUE
DE TRES HAUTES PERFORMANCES.**

Soutenue le 4 juillet 1972 devant la Commission d'Examen :

MM. GOUREAUX, président

MEZENCEV

MINN

examineurs

LECORRE

M. ANGELLE, Membre Invité

THESE

présentée à l'U.E.R. de Physique de l'Université de Nantes

par

Michel AUMIAUX

Ingénieur électronicien ESEO

pour obtenir le titre de
DOCTEUR-INGENIEUR

ETUDE D'UN VOLTMETRE NUMERIQUE DE TRES HAUTES PERFORMANCES.

Soutenue le 4 juillet 1972 devant la Commission d'Examen :

MM. GOUREAUX, président

MEZENCEV

MINN

examineurs

LECORRE

M. ANGELLE, Membre Invité

THÈSE

présentée à l'U.E.R. de Physique de l'Université de Nantes

par

MICHEL AUMIAX

Ingénieur des Ponts et Chaussées

pour obtenir le titre de

DOCTEUR INGÉNIEUR

ÉTUDE D'UN VOLTAÏQUE NUMÉRIQUE

DE TRÈS HAUTES PERFORMANCES



Soutenue le 4 juillet 1973 devant la Commission d'Examen

M. GOURBAUX, président

M. BÉZENECY

M. MINN

M. LECORRE

M. ANGELLE, Membre invité

Que Monsieur le Professeur G. GOUREAUX qui m'a fait l'honneur d'accepter ce sujet de thèse soit assuré de ma bien vive gratitude.

Je remercie Monsieur ANGELLE, Directeur Technique de la Société SERCEL, d'une part, de m'avoir autorisé à présenter une thèse sur une étude effectuée sous sa responsabilité, et d'autre part, d'avoir accepté de faire partie du Jury en tant que membre invité.

Je remercie également très sincèrement Messieurs MEZENCEV, MINN et LECORRE de m'avoir fait l'honneur de participer à la constitution du Jury.

- S O M M A I R E -

CHAPITRE I : Généralités et terminologie.

- I - 1 . Généralités
- I - 2 . Terminologie

CHAPITRE II : La conversion analogique-numérique : différentes techniques.

- II- 1 . Technique de la rampe
- II- 2 . Technique de l'intégration
- II- 3 . Technique de l'intégration double pente
- II- 4 . Technique des approximations successives

CHAPITRE III : Problèmes technologiques actuels et leurs solutions.

- III- 1 . Problème de la commutation des poids et sa solution
- III- 2 . Problème de la polarité automatique et sa solution
- III- 3 . Problème des amplificateurs à très faible dérive et sa solution
- III- 4 . Améliorations secondaires

CONCLUSIONS

- Annexe 1 - Rappel sur les amplificateurs opérationnels
- Annexe 2 - Réalisation du voltmètre numérique VM 2700

BIBLIOGRAPHIE

I N T R O D U C T I O N

Le développement de l'électronique a été si considérable ces vingt dernières années que les physiciens ont pu effectuer des mesures de plus en plus précises. En effet, tout progrès technologique ne peut continuer sa croissance que s'il est accompagné d'un développement parallèle des moyens de mesure et de contrôle, et notamment des mesures de tensions électriques. Comme conséquence directe le domaine des voltmètres s'est développé d'une façon considérable, d'autant plus qu'il a été favorisé par la pénétration des techniques numériques dans chaque domaine de la physique. Quelques principes originaux ont permis aux voltmètres conçus selon ces techniques numériques d'obtenir des précisions de mesure de 1.10^{-3} puis quelques 10^{-4} puis 1.10^{-4} et enfin 5.10^{-5} . Toutefois des mesures aussi précises que 5.10^{-5} n'ont pu être possibles qu'en sacrifiant certaines spécifications techniques, notamment la rapidité de mesure, et la tenue dans le temps des performances de l'appareil.

Il ne semblait pas possible de continuer à améliorer la précision par suite des limites technologiques atteintes avec les composants utilisés. Le caractère exponentiel des progrès technologiques réalisés sur les semi-conducteurs n'était d'aucun secours car ces derniers (transistors à jonction ou transistors à effet de champ), s'ils étaient plus performants quant à la vitesse de fonctionnement, faisaient apparaître de nouvelles difficultés technologiques quasi-insurmontables.

C'est alors que nous nous sommes efforcés de sortir de ce cercle infernal, en oubliant tout ce qui avait été fait jusqu'à ce jour dans le domaine des voltmètres numériques, et en recherchant des principes nouveaux qui permettraient d'effectuer des mesures numériques à partir des nouveaux outils technologiques qu'étaient les semi-conducteurs. Nous avons ainsi découvert que le transistor à effet de champ pouvait être une approche très satisfaisante du

commutateur parfait à la seule condition de concevoir un schéma d'utilisation en fonction du commutateur et non plus de rechercher un commutateur en fonction du schéma d'utilisation.

Il nous a ainsi été possible de concevoir un projet de voltmètre numérique présentant des nouveautés importantes par rapport aux principes utilisés jusqu'ici. C'est ce projet que nous allons exposer dans la présente publication.

C H A P I T R E I

GENERALITES ET TERMINOLOGIE

I-1. GENERALITES

L'amplitude est la caractéristique la plus utilisée pour définir une grandeur physique. Lorsqu'il en est ainsi la grandeur physique est désignée par "signal analogique". La mesure de l'amplitude peut alors se faire à l'aide d'un volt-mètre à aiguille. Mais une telle mesure est sujette à des erreurs introduites par des facteurs tels que :

- la non linéarité des composants
- l'hystérésis
- la dérive
- la réponse dynamique
- le rapport signal/bruit
- les approximations de calcul
- la non linéarité des graduations du cadran
- le phénomène de parallaxe

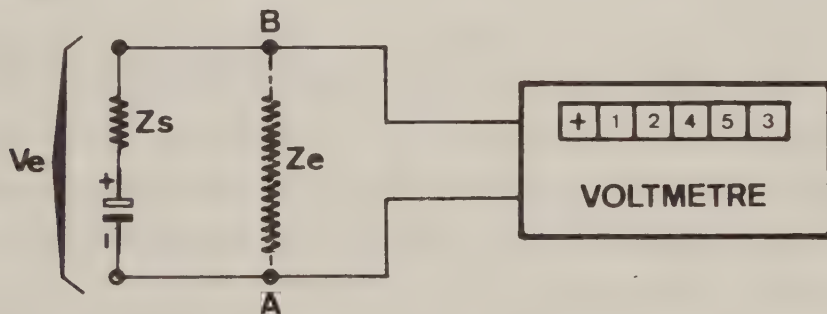
La plupart de ces erreurs sont évitées si la grandeur physique est représentée par une valeur numérique, car l'influence néfaste de signaux parasites aléatoires (bruit) est considérablement réduite. Il est alors nécessaire de transformer la grandeur analogique en une grandeur numérique : c'est le rôle des convertisseurs analogiques numériques. Lorsque la grandeur numérique doit être visualisée de façon à pouvoir être lue par un opérateur, le convertisseur analogique-numérique porte le nom de VOLTMETRE NUMERIQUE.

Ce dernier est sans aucun doute le plus familier et le plus important de la gamme des appareils de mesure constituant ce

qu'il est coutume d'appeler "La Mesure".

Aussi est-il utile de préciser rapidement les hypothèses et les caractéristiques qui sont à la base de la conception de l'appareil à savoir la tension d'entrée stable pendant le temps de la mesure, l'impédance d'entrée et la recherche automatique de polarité.

- L'utilisation d'un voltmètre pour la mesure d'une grandeur électrique suppose que cette dernière reste constante pendant toute la durée de la mesure. Cette nécessité résulte du fait qu'il s'agit de comparer directement la tension à mesurer à des tensions de références très stables. Toute variation de la tension d'entrée pendant la durée de cette comparaison pourrait conduire à un résultat erroné.
- L'impédance d'entrée d'un voltmètre doit être très élevée pour ne pas introduire une erreur par défaut en vertu du théorème de Thévenin.



La tension d'entrée V_e peut être représentée par une force électromotrice V_e d'impédance nulle en série avec une impédance Z_s . Le schéma ci-dessus nous montre clairement que la tension numérisée est

$$V_B - V_A = \frac{Z_e}{Z_e + Z_s} \times V_e$$

$$V_B - V_A = V_e \left(\frac{1}{1 + \frac{Z_s}{Z_e}} \right) \quad Z_e \text{ étant l'impédance d'entrée du voltmètre.}$$

Cette formule est très importante puisqu'elle montre que par principe un voltmètre introduit une erreur de mesure. Il importe donc

que l'erreur apportée soit négligeable ce qui sera le cas si l'impédance d'entrée Z_e du voltmètre est considérablement plus grande que l'impédance de source Z_s .

- Du point de vue de l'utilisateur, il est pratiquement indispensable qu'un voltmètre branché aux deux bornes d'une pile puisse mesurer sa force électromotrice quelle que soit la polarité du résultat. Sinon il faudrait dans le cas d'une polarité incorrecte reprendre la mesure en inversant les deux fils d'entrée du voltmètre, ce qui serait fastidieux et peu pratique. Cette caractéristique importante est désignée, par suite d'un abus de langage, sous l'appellation de "polarité automatique", le terme réel étant "Recherche automatique de Polarité". Tout au long de cet exposé, nous nous efforcerons d'employer le moins possible de termes techniques. Toutefois, certains sont indispensables, aussi nous en donnons la définition dans le paragraphe suivant.

I-2. TERMINOLOGIE

- Le temps de conversion est la période nécessaire pour générer une valeur numérisée stable d'un signal d'entrée, c'est à dire le temps total nécessaire au voltmètre pour effectuer la conversion analogique-numérique du signal d'entrée et de visualiser le résultat. Certains voltmètres sont programmables extérieurement c'est à dire que la conversion est commandée par un signal logique fourni au voltmètre et venant de l'extérieur. Pour ces voltmètres programmables le temps de conversion est l'intervalle de temps qui sépare l'instant d'apparition du signal ordonnant d'effectuer la conversion et l'instant à partir duquel la valeur numérisée est disponible à la sortie du voltmètre.
- La réponse à un échelon de tension ou temps d'établissement est le temps qui s'écoule entre l'envoi d'un échelon de tension à l'entrée et le moment où la valeur numérisée de cet échelon de tension est disponible à la sortie.
- La linéarité peut être définie comme l'aptitude du voltmètre à donner une indication correcte de la tension sur toute sa gamme

Elle s'exprime en pourcentage et peut être définie comme suit :

$$\text{Pourcentage d'erreur} : \frac{\text{Ecart maximum en tension}}{\text{Tension pleine échelle}} \times 100$$

Les écarts sont pris par rapport à une ligne droite passant par le zéro et répartissant les écarts statistiques de part et d'autre de cette ligne (voir fig.1)

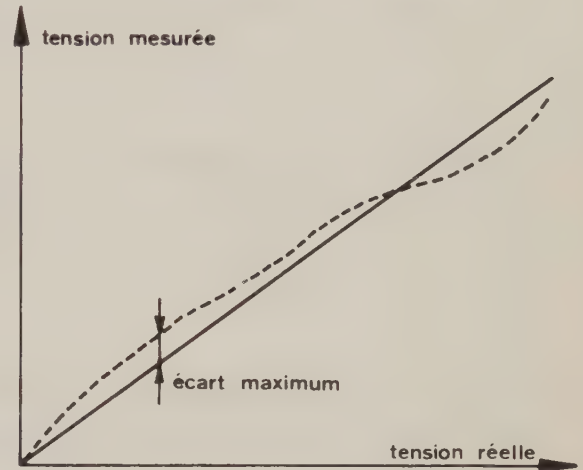


fig. 1

- La résolution est la plus petite variation de la tension d'entrée qui peut être détectée et visualisée par l'instrument. Ainsi un appareil à 100.000 points possédant une tension pleine échelle de 10 volts aura une résolution de 100 microvolts (10 volts/ 10^5 .)
- La précision définit l'écart entre la mesure effectuée par l'instrument et la vraie valeur de la grandeur mesurée.

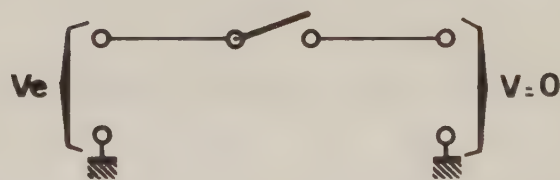
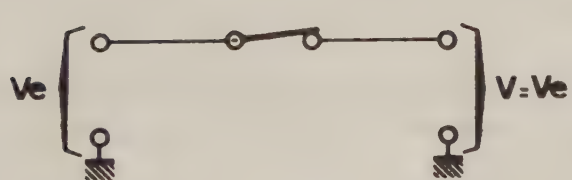
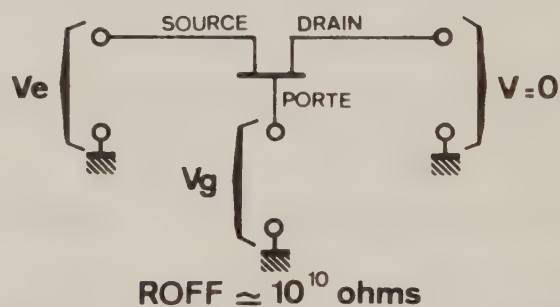
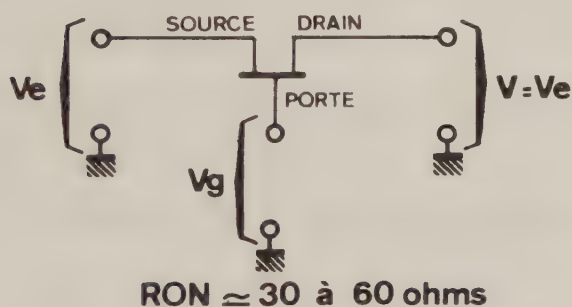
La précision est limitée par différents facteurs d'erreur qui sont

- le bruit
- la dérive à court terme
- la non linéarité des amplificateurs

La précision est toujours définie pour la pleine échelle.

- La Stabilité caractérise l'aptitude d'un voltmètre à fournir une indication constante et reproductible d'une grandeur d'entrée constante sur une longue période de temps. Le vieillissement des composants est en effet une cause d'erreur. On définit en général :

- la stabilité à court terme : c'est la dérive maximum qui se produit dans les conditions d'utilisation normales, à température constante, pendant un temps variant de 12 à 48 heures selon les fabricants.
- la stabilité à long terme caractérise la dérive mentionnée ci-dessus mais pour une période de 3 mois ou plus.
- . La Résistance ON d'un commutateur à effet de champ est sa résistance ohmique lorsque le signal appliqué sur la "Porte" est tel qu'il rend conducteur le transistor à effet de champ. Elle est désignée par R_{ON} .
- . La Résistance OFF d'un commutateur à effet de champ est sa résistance ohmique lorsque le signal appliqué sur la "Porte" (électrode équivalente à la grille d'un tube électronique) est tel qu'il bloque le transistor à effet de champ. Elle est désignée par R_{OFF} .



. Poids Binaire.

La conversion analogique-numérique par la méthode des approximations successives compare la grandeur électrique à mesurer à des tensions de référence très stables qui par comparaison avec "la balance de l'épicier" sont appelés des "poids". Ces derniers ne suivent pas le système décimal mais le système Décimal Codé Binaire de sorte que leurs valeurs sont dans les rapports 1, 2, 4, 8, 10, 20, 40, 80, etc. Par abus de langage, ils sont désignés par "poids binaires" .

1-3. SPECIFICATIONS

Les caractéristiques électriques d'un voltmètre numérique étant maintenant définies, il nous est possible de formuler les spécifications souhaitées pour cet appareil. Il s'agit d'un voltmètre de très hautes performances "classe 10^{-5} " c'est à dire d'une précision relative de 1.10^{-5} sur une courte durée (24 heures) . La gamme pleine échelle est normalement de 10 volts sur les voltmètres numériques .Toutefois, il serait souhaitable de disposer d'une gamme pleine échelle de 20 volts pour améliorer la précision de mesure des tensions situées entre 10 et 20 volts.

Il est également très utile que le voltmètre dans sa version de base puisse posséder une gamme 2 volts pleine échelle pour la mesure de faibles tensions, ce qui correspond à une résolution de 2 volts/200.000 points de mesure = 10 microvolts.

Une telle résolution nécessite des amplificateurs à très faible dérive en fonction de la température et en fonction du temps, par exemple :

- dérive du zéro en fonction de la température : 2 à 4 microvolts/ degré Celsius.
- dérive du zéro en fonction du temps : < 50 microvolts en un an.

Pour répondre aux exigences du marché des voltmètres, le temps de conversion ne devrait pas excéder 15 millisecondes.

Les spécifications techniques principales étant ainsi définies, nous les rassemblons dans la page suivante.

Nous devons alors choisir l'une ou l'autre des techniques de conversion analogique-numérique. Pour éclairer ce choix, nous étudierons très rapidement les différents procédés.

S P E C I F I C A T I O N S

Impédance d'entrée > 10.000 Mégohms (Constante pendant la mesure)

Courant d'entrée ≤ 200 picoampères

Tension d'entrée	{	0 à 20	volts	gamme	20 volts	
		0 à 200	volts	gamme	200 volts	
		0 à 1000	volts	gamme	1000 volts	
		0 à 2	volts	gamme	2 volts	(préamplificateur de gain 10)

Réjection de mode commun	{	120 dB en continu
		120 dB à 50 HZ

Précision : 3.10^{-5} pendant 3 mois

Stabilité : 1.10^{-5} pendant 24 heures

5.10^{-5} pendant 6 mois

Coefficient de temperature : 2 ppm/°C de + 5° à + 45° C.

Temps de conversion : 10 à 20 millisecondes

Dérive du zéro	{	en temperature < 3 microvolts /°C
		à long terme ≤ 50 microvolts en 1 an.

C H A P I T R E I I

LA CONVERSION ANALOGIQUE-NUMERIQUE : DIFFERENTES TECHNIQUES .

II-1. Technique de la rampe (conversion amplitude-temps)

Le système de conversion par rampe est aussi simple qu'économique. Le problème de la conversion est ramené à une mesure de temps, or cette dernière est aisée à effectuer à l'aide d'une horloge numérique. Le principe consiste à mesurer le temps mis par une rampe linéaire pour passer de zéro à la tension à mesurer V_E . Au début de la mesure, le générateur de rampe est à zéro. L'ordre de conversion déclenche ce générateur ainsi qu'un compteur qui commence alors à totaliser toutes les impulsions d'horloge.

Lorsque la tension V_R délivrée par le générateur de rampe devient égale à la tension d'entrée V_E à mesurer, un ordre logique d'arrêt est envoyé au compteur et à l'horloge numérique. Le nombre qui se trouve alors totalisé dans le compteur est représentatif de la tension d'entrée.

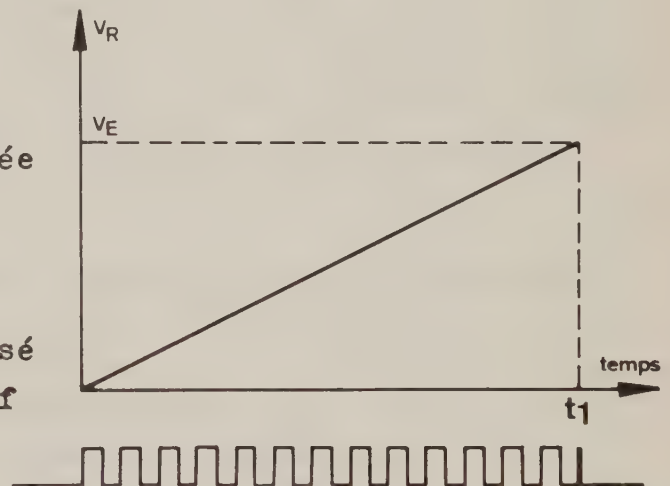


Fig. 2

En effet, la tension de rampe V_R peut s'écrire :

$$(1) \quad V_R = K T \quad T \text{ étant le temps et } K \text{ un coefficient caractéristique de la pente de la droite.}$$

$$V_{(R)} = f(t) \quad (\text{fig.2})$$

Si T est la période de l'horloge numérique, le temps t_1 s'écoulant entre les ordres de déclenchement et d'arrêt du compteur est tel que :

$$(2) \quad NT < t_1 < (N+1) T.$$

N étant un nombre entier.

Au temps t_1 l'équation (1) s'écrit :

$$V_R = V_E = K t_1$$

Compte tenu de l'équation 2 l'on peut écrire :

$$K N T \leq V_E \leq K (N+1) T$$

Si l'on s'arrange pour que KT soit égal à 1 (ou à une puissance négative de 10 d'une façon plus générale), l'on a :

$$N \leq V_E \leq N + 1$$

Ainsi le compteur nous donne directement la valeur numérisée V_E avec une incertitude de 1 unité sur la valeur numérisée. Cette unité correspond à la résolution du voltmètre numérique si $KT = 1$.

Ces équations nous montrent que la mesure sera d'autant plus précise que N sera grand, c'est l'intérêt de prendre KT égal à une puissance nulle ou négative de 10. par exemple : 1, $1/10^e$ ou $1/100^e$. D'autre part, la valeur KT doit rester absolument constante. Il est possible de maintenir la valeur de T constante; par contre, cela est beaucoup plus difficile pour K sur toute la plage de variations de la tension d'entrée par suite du défaut de non linéarité de la tension de rampe.

Aussi cette technique ne peut être utilisée pour des voltmètres numériques de précision meilleure que 1.10^{-3} .

Avantages de ce procédé : -- simplicité
-- faible prix de revient

Inconvénients de ce procédé : -- quasi impossibilité d'obtenir une tension de rampe avec une linéarité de quelques 10^{-4} , d'où précision limitée à environ 5.10^{-4} , ce qui est loin d'être suffisant pour le voltmètre que nous nous proposons d'étudier.

-- La tension de rampe est généralement obtenue par une source à courant constant chargeant un condensateur. Il en résulte que la stabilité dans le temps et la stabilité en fonction de la température sont loin d'être bonnes par suite du vieillissement du condensateur et de la variation de ses caractéristiques avec la température.

--Cette technique est extrêmement sensible au bruit qui peut alors amener des erreurs importantes. En effet, l'ordre d'arrêt du compteur est fourni par l'égalité de la tension d'entrée et de la tension du générateur de rampe, et cette coïncidence peut se faire sur une crête de bruit.

II.2. Technique de l'intégration (Conversion tension-fréquence).

Cette technique consiste à générer une rampe négative puis de ramener brutalement la tension à zéro en déclanchant une nouvelle rampe négative qui sera, elle aussi, ramenée à zéro, de façon à obtenir une sorte de tension en dents de scie comme indiqué sur la fig.3.

Ce processus s'effectue pendant un temps θ prédéterminé. La pente de la rampe dépend de la tension d'entrée de sorte que le nombre de dents de scie produites pendant le temps θ est une fonction représentative de la tension à mesurer. Le signal en dents de scie étant périodique, il est possible de le définir par sa fréquence d'où le nom donné à cette technique : conversion tension-fréquence, la fréquence devenant la grandeur représentative de la tension à mesurer, car la pente de la dent de scie est fonction de la tension à mesurer.

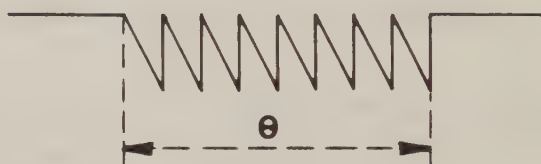


fig.3 tension en dents de scie.

Le principe de fonctionnement est le suivant : (voir fig.4)

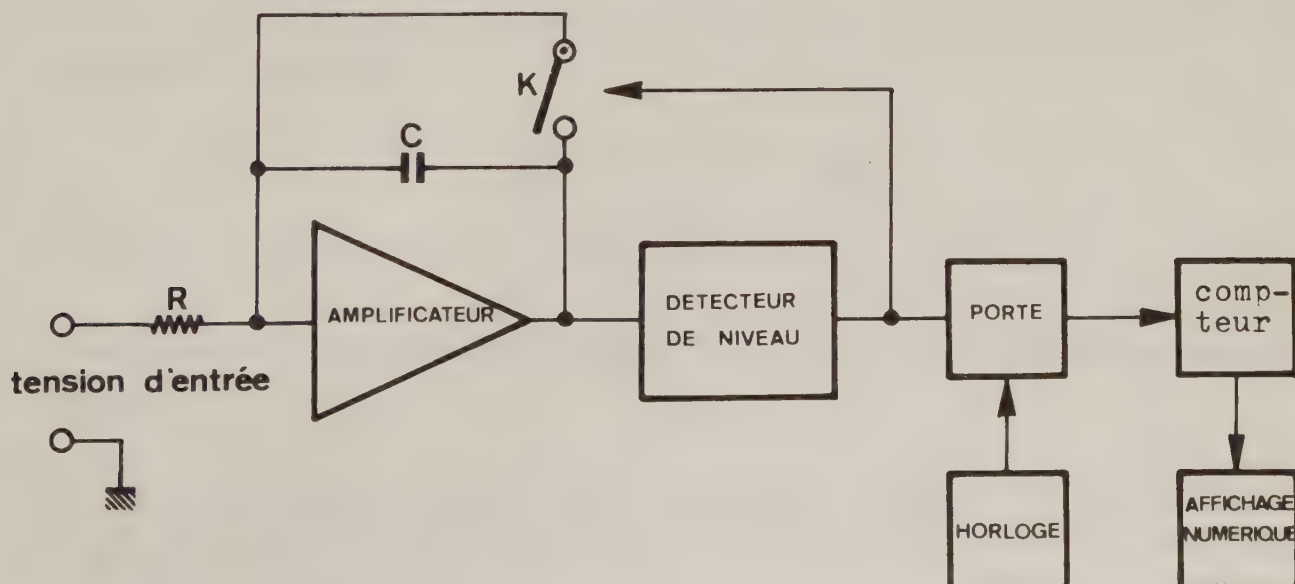


Fig. 4 Schéma synoptique d'un voltmètre intégrateur

La tension inconnue à mesurer est appliquée à l'entrée d'un intégrateur obtenu à partir d'un amplificateur opérationnel de fonction de transfert $V_S = -\frac{1}{RC} \int_0^t V_E dt$ (voir annexe 1)

La tension d'entrée est supposée constante pendant tout le temps de la mesure, ce qui est une des hypothèses de base de la conception des voltmètres numériques. Ainsi la tension V_S croît linéairement avec le temps. Un détecteur de niveau ramène le potentiel V_S à zéro dès que la tension de la rampe atteint une certaine tension de seuil V_{seuil} , choisie bien inférieure à la tension de saturation de l'amplificateur, de façon à obtenir une rampe linéaire. Cette remise à zéro est représentée sur le schéma synoptique de la fig.4 par un interrupteur K qui peut être un transistor à effet de champ.

Puis une nouvelle rampe est générée ce qui donnera lieu à une nouvelle décharge de la tension aux bornes du condensateur C . la pente de la tension de sortie de l'intégrateur est proportionnelle à la tension d'entrée. En effet :

$$V_S = \frac{1}{RC} \int_0^t V_E dt \quad \text{Puisque } V_E \text{ est constant, on a}$$

$$V_S = \frac{V_E}{RC} \int_0^t dt \text{ et } V_{\text{seuil}} = \frac{V_E}{RC} \cdot T. \text{ si nous désignons par}$$

T la durée d'une dent de scie.

Pendant le temps total Θ considérons qu'il s'est produit N dents de scie complètes plus une dent de scie incomplète. Une dent de scie complète correspond à

$$V_S = V_{\text{seuil}} = \frac{1}{RC} V_E \int_0^T dt = \frac{V_E}{RC} \cdot T$$

$$\text{d'où } V_E = \frac{V_{\text{seuil}}}{T} \times RC = V_{\text{seuil}} \times R \times C \times f \text{ avec } f = \frac{1}{T}$$

f est alors la fréquence de répétition, ou de récurrence, des dents de scie.

La tension V_{seuil} , choisie une fois pour toutes, et les valeurs de R et C sont des constantes. Si le produit $V_{\text{seuil}} \times R \times C$ est égal à 1 on a

$$\boxed{V_E = f}$$

V_E est ainsi égal à la fréquence f de récurrence des dents de scie.

$$\text{Or, } \frac{\theta}{N+1} < T < \frac{\theta}{N}$$

Le détecteur de seuil doit être très précis pour maintenir constant le temps T . S'il est aisé d'obtenir une bonne stabilité dans le temps et en température pour la valeur R de la résistance, il n'en est pas de même pour la capacité C du condensateur d'intégration.

Avantages :

Bonne réjection du bruit : Par suite de l'intégration du signal d'entrée, la conversion tension-fréquence est peu sensible au bruit qui se trouve superposé au signal d'entrée. Si le temps θ , appelé temps d'échantillonnage, est égal à la période du secteur 50 H Z ou à un multiple de cette période ($K \times 20$ ms) la composante de fréquence 50 H Z superposée au signal d'entrée et de valeur moyenne nulle, se trouve fortement atténuée, et ceci sans l'usage de filtre. C'est le principal avantage de cette technique.

Inconvénients :

-La précision est limitée pour les raisons suivantes :

- . La capacité du réseau d'intégration dérive dans le temps et en fonction de la température, faisant ainsi varier la pente des signaux de sortie de l'intégrateur.
- . Le retour à zéro d'une tension de rampe et le démarrage de la tension de rampe suivante se font avec une erreur car le commutateur qui décharge le condensateur n'a pas une résistance nulle. La tension aux bornes du condensateur ne peut s'annuler qu'exponentiellement, ce qui ne peut se faire

- d'une part en un temps très court

- d'autre part avec un zéro parfait

- La stabilité dans le temps et en fonction de la température ne peut être très bonne par suite du condensateur d'intégration : en effet, un condensateur est un composant dont il est difficile d'attendre une bonne stabilité.

II.3. Technique de l'intégration double pente

Cette méthode de conversion analogique-numérique apporte une amélioration remarquable par rapport à la méthode précédente, en s'affranchissant des variations éventuelles de la valeur du condensateur d'intégration. Le schéma synoptique est indiqué sur la Fig.5

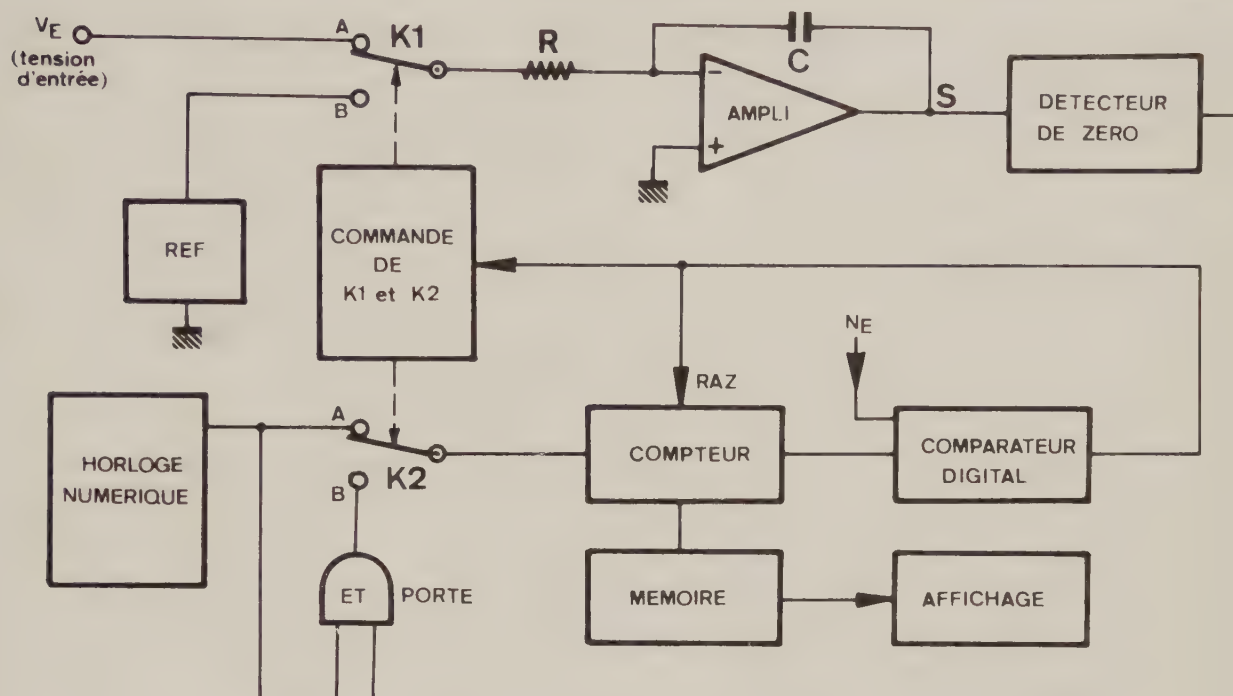


Fig.5 Schéma synoptique de l'intégrateur double pente.

La mesure s'effectue en deux étapes :

- a - La 1ère étape de durée T_1 fixée à l'avance correspond à l'échantillonnage car les circuits sont connectés à la tension d'entrée.
- b - La deuxième étape de durée T_2 variable avec la tension à mesurer, correspond à la mesure proprement dite par une comparaison de la tension d'entrée à une tension de référence.

Reprenons avec plus de détail l'étude de ces deux étapes :

Etape a : Au début de la période d'échantillonnage, les commutateurs K1 et K2 sont positionnés en A. Il en résulte :

- la charge à courant constant $I = \frac{V_E}{R}$ du condensateur d'intégration C, par le positionnement de K1 en A.
- le comptage des impulsions d'horloge par le positionnement de K2 en A.

Lorsque le contenu du compteur atteint un nombre prédéterminé N_E la sortie du comparateur digital passe du niveau 0 au niveau 1, ce qui fait passer les commutateurs K1 et K2 des positions A aux positions B.

Pendant cette première phase de durée T_1 le condensateur C s'est chargé à courant constant puisque la tension d'entrée V_E est supposée constante. Nous supposons aussi que la tension V_E est négative.

La tension à la sortie S de l'amplificateur est donnée par l'équation

$$V_{S1} = \frac{1}{RC} \int_0^{T_1} V_E dt$$

et puisque V_E est constant :

$$V_{S1} = \frac{-V_E}{RC} \int_0^{T_1} dt = \frac{-V_E}{RC} T_1 \quad \text{avec } T_1 = N_E / f_o$$

si f_o est la fréquence de l'horloge, d'où

(1)

$$V_{S1} = - \frac{V_E}{RC} \times \frac{N_E}{f_o}$$

V_E étant négative
et V_{S1} positive.

Etape b. A la fin de la période T_1 le compteur est remis à zéro.

K1 étant positionné en B, l'intégrateur est chargé par le courant constant $\frac{V_{REF}}{R}$: la tension de référence doit être

positive car nous avons supposé la tension d'entrée négative. La sortie V_S de l'amplificateur intégrateur va alors diminuer à partir de la valeur V_{S1} en valeur absolue et tendre à devenir négative. Pendant cette décroissance de V_S le compteur va compter les impulsions d'horloge. Au moment où la tension V_S va passer par la valeur zéro, un détecteur de zéro bloquera le contenu du compteur en fermant la porte logique ET. Soit N_M le contenu de ce compteur. On a :

$N_M = f_o T_2$. T_2 étant le temps s'écoulant entre la fin de la première étape et le passage par zéro de V_S (Fig.6)

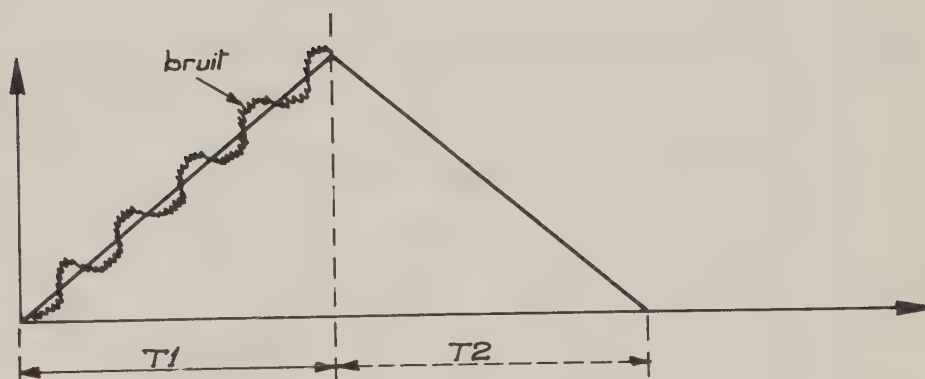
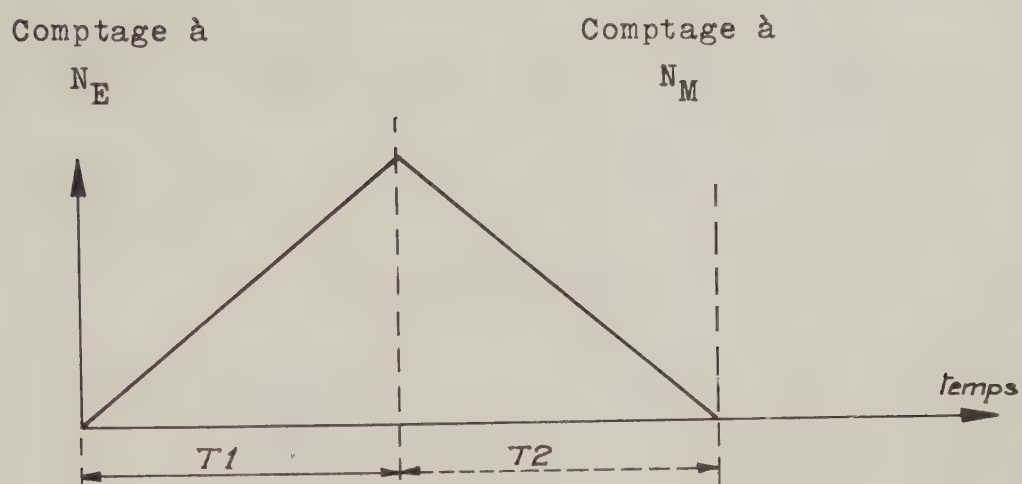


Fig. 6 Intégration double pente

La charge de C (négative) accumulée par la période T2 est :

$$V_{S2} = -\frac{1}{RC} \int_0^{T2} V_{REF} dt = -\frac{V_{REF}}{RC} \int_0^{T2} dt = -\frac{V_{REF}}{RC} \cdot T2.$$

Par définition de T2 on a $V_{S1} + V_{S2} = 0$ (passage par zéro de la tension V_S) c'est à dire :

$$-\frac{V_E}{RC} \frac{N_E}{f_o} + \frac{-V_{REF}}{RC} T2 = 0$$

$$V_E = -\left| \frac{V_E}{RC} \right| \frac{N_E}{f_o} = +\left| \frac{V_{REF}}{RC} \right| T2 = N_M / f_o \text{ d'où :}$$

$$\frac{|V_E|}{RC} \times \frac{N_E}{f_o} - \frac{|V_{REF}|}{RC} \times \frac{N_M}{f_o} = 0$$

Ce qui peut s'écrire puisque les dénominateurs R C f_o sont communs :

$$|V_E| \times N_E = |V_{REF}| \times N_M$$

$$(2) \quad \boxed{|V_E| = N_M \times \frac{|V_{REF}|}{N_E}}$$

Cette équation (2) montre que la tension d'entrée V_E est proportionnelle à N_M et indépendante de R, C et f_o.

En particulier, si nous choisissons $V_{REF} = 10$ volts et $N_E = 100.000$ (nombre de points par gamme) nous avons :

$$|V_E| = N_M \times \frac{10}{100.000}$$

La visualisation de N_M donne directement la mesure numérisée.

Ainsi si $V_E = 2,5$ volts, cette tension mesurée dans la gamme 10 volts sera visualisée par 25.000. En effet :

$$\text{Pour 10 volts} \quad N_M = 100.000 (= N_E)$$

$$\text{Pour 2,5 volts} \quad N_M = 25.000$$

$$V_E = 25.000 \times \frac{10}{100.000} = 2,5 \text{ volts, ce qui correspond bien à la réalité.}$$

Avantages :

- L'équation (2) montre que la précision n'est pas affectée par un glissement lent de la fréquence de l'horloge ou par des variations éventuelles des composants R C, pourvu que la va -

leur de ces composants reste constante pendant la mesure.

- La bonne réjection du bruit rencontrée dans la technique de l'intégration reste valable pour l'intégration double pente

Inconvénients :

- Il y a deux instants critiques qui peuvent occasionner des imprécisions :
 - L'instant zéro de la période T1. Il importe que cette origine de la charge du condensateur C se fasse rigoureusement au même moment que le déclenchement du compteur.
 - Le point de changement de pente de la courbe $V_1 = f(\text{temps})$: le passage de la position A à la position B des commutateurs doit être très court ce qui conduit à choisir des transistors à effet de champ comme commutateurs. Or, les transitoires de commutation viendront fausser la charge de C ce qui provoquera une erreur.
- Afin de bénéficier de la propriété de réjection du bruit à la fréquence de 50 HZ, sans filtre, la durée de T1 ne peut être inférieure à 20 millisecondes. En général, les constructeurs prennent plutôt 40 millisecondes pour T1 et le temps de conversion total est compris entre 100 et 200 millisecondes. Pour des mesures sur des systèmes d'acquisition de données à faible bruit et par conséquent ne nécessitant pas de filtrage, ce temps de conversion est long et limite la vitesse de fonctionnement du système.
- Un autre inconvénient, non négligeable, réside dans le fait que cette technique d'intégration double pente est brevetée (Brevets Fairchild et Schlumberger) Toute étude d'un voltmètre digital selon cette technique est pénalisée au départ par le versement de royalties aux sociétés détenant ces brevets.

II .4. TECHNIQUE DES APPROXIMATIONS SUCCESSIVES .

Cette technique consiste à effectuer différentes "pesées" avec une précision de plus en plus grande d'une pesée à la suivante. Ainsi pour mesurer une tension d'entrée de + 4,3156 volts, nous effectuons 5 pesées :

- La première pesée nous donnera le poids 4
- La seconde pesée nous donnera le poids 3 et compte tenu de la mémorisation du premier poids, nous aurons 4,3
- La troisième pesée nous donnera le poids 1 et compte tenu de la mémorisation des poids 4 et 3, nous aurons 4,31 et ainsi de suite jusqu'à obtenir 4,3156.

II.4.1 - Première pesée

Le principe de mesure est la comparaison de la tension d'entrée avec des poids de référence obtenus à partir d'une référence et d'un diviseur de tension. La référence est de 10 volts. Une logique de commande commutera successivement quatre "poids de référence" 8 volts,

4 Volts, 2 volts et 1 volt. La combinaison de ces 4 poids qui peuvent s'additionner permet de fournir tous les poids de 0 à 9. Le comparateur est un amplificateur inverseur à deux entrées, l'une recevant la tension d'entrée V_E supposée positive, l'autre recevant les différents poids sortant du diviseur de tension et polarité opposée à celle de la tension d'entrée. Si la tension d'entrée est supérieure à la tension du poids de référence ($V_E > V_P$), le comparateur retient le poids. Si au contraire, $V_E < V_P$, le poids n'est pas retenu; la logique déconnecte ce poids et commute le poids suivant de valeur inférieure. Afin d'être clair, nous raisonnerons sur un exemple : à savoir la mesure de $V_E = + 4,3156$ volts.

Premier temps . La logique commute le poids de référence - 8 volts, très précis et stable, au point A (fig.7) Ce poids V_P étant supérieur à V_E fait passer la sortie du comparateur en saturation positive car le gain de l'amplificateur est très élevé et une différence $V_P - V_E$ ou $V_E - V_P$ supérieure à la résolution du voltmètre (100 microvolts par exemple pour un voltmètre à 100.000 points par gamme) est suffisante pour que la sortie de l'amplificateur soit à saturation positive ou négative.

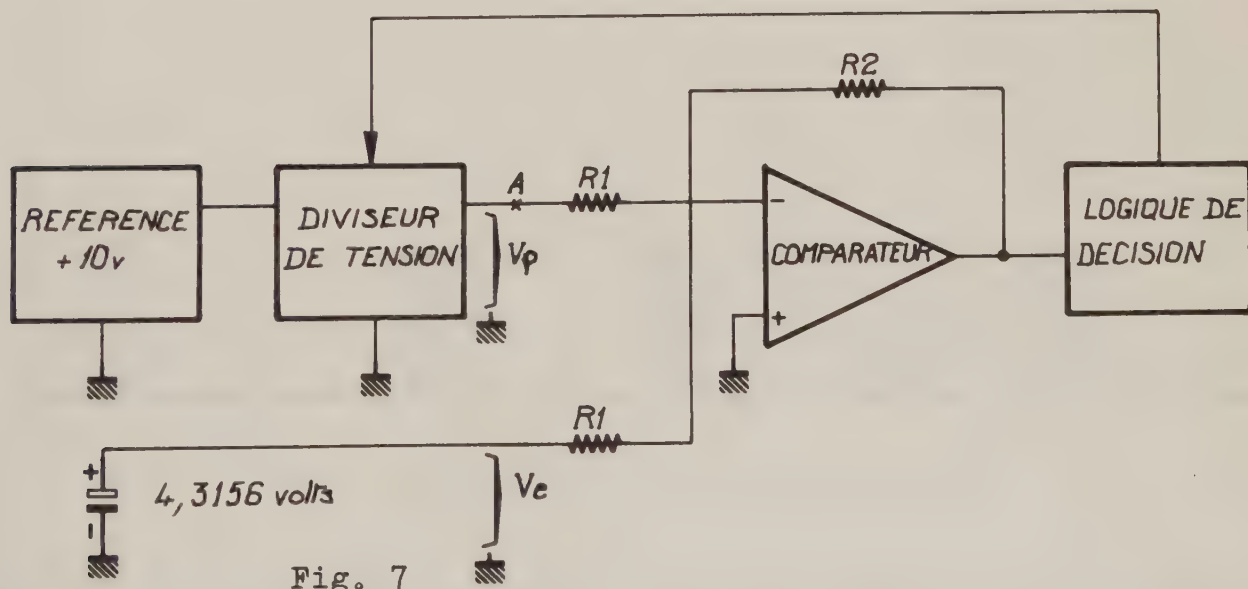


Fig. 7

La logique de decision décommute le poids 8 volts (voir Fig.8)

Deuxième temps . C'est alors le poids - 4 volts qui est commuté. Il est inférieur en valeur absolue à la tension d'entrée. La sortie du comparateur reste en saturation négative et la logique de décision retient ce poids - 4 volts.

Sur la figure 8, nous avons donné la valeur 1 à tout poids retenu et la valeur 0 à tout poids rejeté.

Troisième temps . La logique commute le poids inférieur qui est -2 volts. Mais le circuit que nous avons représenté comme un diviseur de tension accomplit aussi l'addition des poids de sorte qu'au troisième temps le poids V_P est $(-4) + (-2) = -6$ volts puisque le poids 4 a été retenu.

Le poids 6 volts est supérieur à V_E , il est donc rejeté.

Quatrième temps . Le nouveau poids commuté est - 1 volt, ce qui

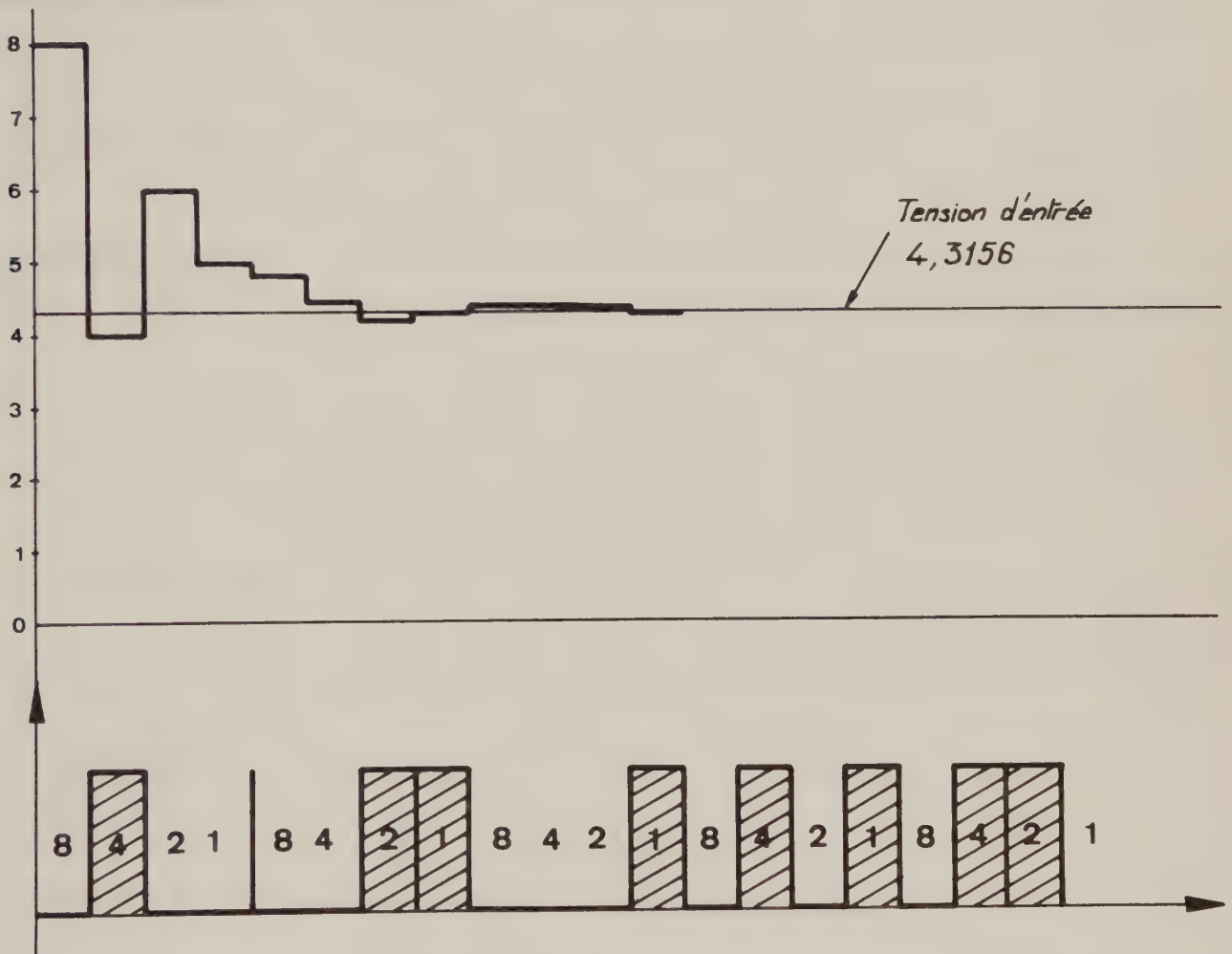


Fig. 8 - Mesure de $V_E = 4,3156$ volts

donne - 5 volts en tenant compte du poids retenu -4 volts. Puisque 5 est supérieur à 4,3156 le poids -1 est rejeté. A la fin de ce quatrième temps, nous avons trouvé notre premier chiffre qui est 4. Ce chiffre n'est autre que la somme des poids retenus par la logique.

II-4.2 - Deuxième pesée.

Le processus que nous venons de voir est répété mais cette fois avec des poids 10 fois plus faibles que précédemment , ces poids s'ajoutant entre eux et s'ajoutant aussi au poids 4 retenu lors de la première pesée.

Premier temps : la logique essaie le poids 0,8 volt ce qui donne en fait un poids de 4,8 volts. Ce poids est supérieur à V_E . Il est donc rejeté.

Deuxième temps : le poids essayé est 0,4 volt soit $4 + 0,4 = 4,4$ volts. , $4,4 > V_E$ d'où rejet du poids 0,4

Troisième temps : Le poids essayé est 0,2 volt soit $4 + 0,2 = 4,2$ volts , $4,2 < V_E$. Le poids 0,2 est donc retenu.

Quatrième temps : Le poids essayé est 0,1 volt soit $4 + 0,2 + 0,1 = 4,3$ volts , $4,3 < V_E$ ($V_E = 4,3156$) . Le poids 0,1 est alors retenu.

A la fin de cette seconde pesée, la valeur numérisée est 4,3 la virgule étant impérativement positionnée à droite du premier chiffre dans la gamme 10 volts ou plus exactement 9,9999 volts.

II-4.3 - Troisième pesée.

Le processus est le même mais avec les poids de référence 0,08 volt, 0,04 volt, 0,02 volt et 0,01 volt.

Les quatrième et cinquième pesées sont effectuées selon le même processus.

I. 4.3- Obtention et addition des Poids de Référence.

Le circuit le plus simple pour fournir les poids de référence et pour les additionner est représenté Fig.9. Il s'agit d'un amplificateur de sommation réalisant une addition de courants dans la résistance R_N . En effet, la tension de sortie de cet amplificateur opérationnel, monté en inverseur est :

$$(3) \quad V_s = - V_{REF} \times \frac{R_N}{R_{EQ}}$$

R_{EQ} étant la résistance équivalente à l'ensemble des résistances connectées à l'amplificateur de référence.

Supposons les résistances R_B , R_C , R_E et R_H connectées à la sortie de l'amplificateur de référence, nous avons :

$$1/ R_{EQ} = 1/R_B + 1/ R_C + 1/ R_E + 1/R_H.$$

L'équation (3) peut alors s'écrire :

$$V_s = R_N \times V_{REF} \left(\frac{1}{R_B} + \frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_E} + \frac{1}{R_H} \right)$$

$$V_s = - R_N (I_B + I_C + I_E + I_H)$$

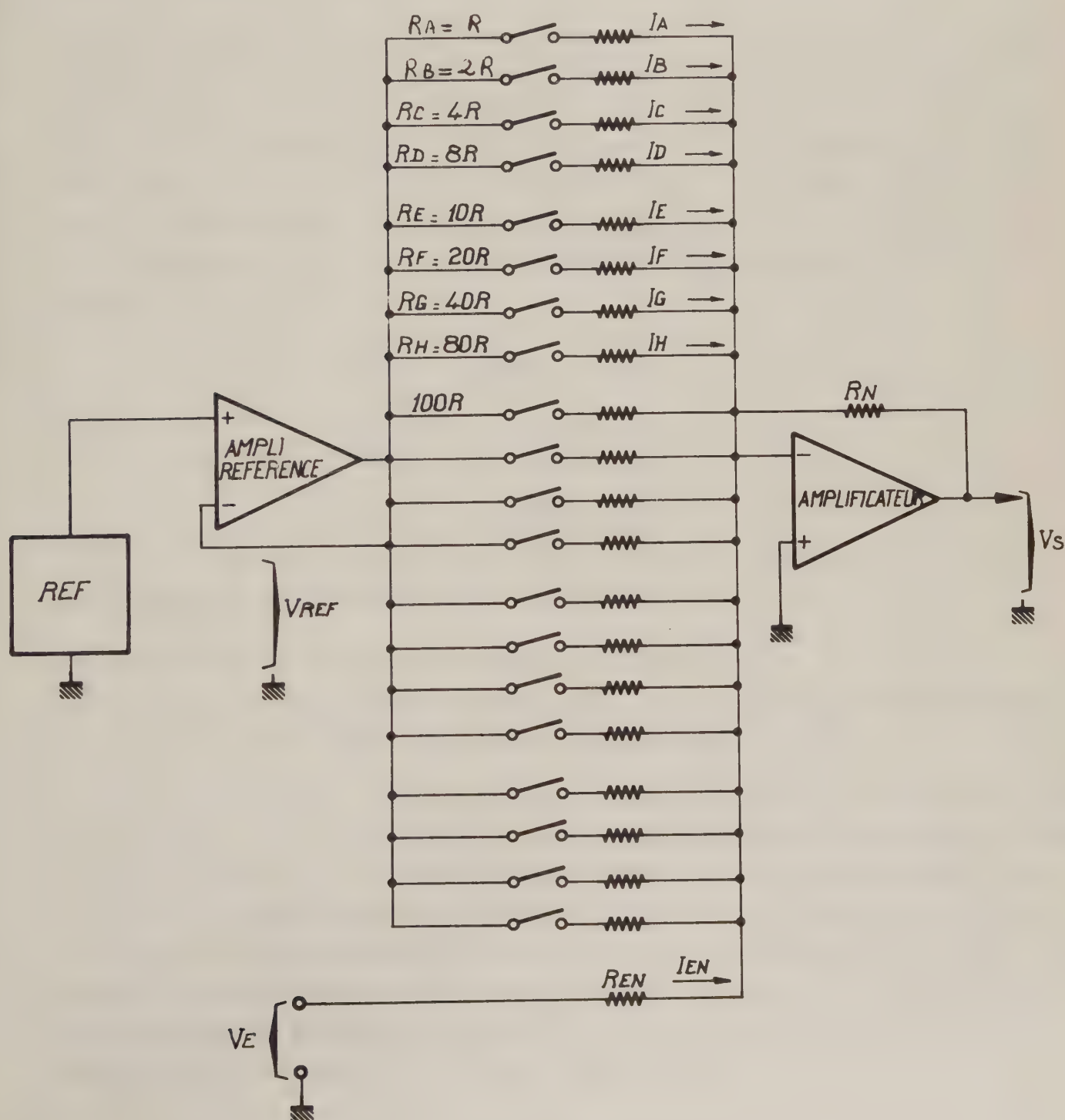


Fig. 9 Amplificateur de sommation

L'équation (4) montre que notre circuit réalise une sommation de courants. Or, ces courants sont déterminés avec une grande précision et choisis dans les rapports 1, 2, 4, 8, 10, 20, 40, 80, 100, 200 etc... , ces rapports correspondant au code D C B (décimal codé binaire) désigné plus fréquemment par son appellation anglo-saxonne B C D (Binary Coded décimal)

La résistance de contre-réaction R_N de l'amplificateur transforme la sommation de courants en une sommation de tensions, c'est à dire de poids de référence.

Si nous appliquons sur une autre entrée de l'amplificateur de sommation la tension à mesurer, nous pourrions comparer cette tension aux différents poids de référence à condition que la polarité de la tension de référence soit opposée à celle de la tension à mesurer. Pour cela, la valeur de la résistance R_{EN} doit être choisie de telle sorte que $V_S = 0$ lorsque $V_E = R_{REF}$. Si $V_E = 8$ volts, seule la résistance R_A est connectée puisqu'elle correspond au poids 8 volts. On a donc :

$$\frac{8}{R_{EN}} = \frac{V_{REF}}{R_A} = \frac{V_{REF}}{R}$$

d'ou (5) $R_{EN} = \frac{8}{V_{REF}} \times R$

ainsi si $V_{EN} = + 3,7000$ volts, la sortie de l'amplificateur de référence ne sera égale à zéro (équilibre) que si :

-d'une part, la polarité de V_{REF} est négative.

-d'autre part, les résistances R_C , R_D , R_F , R_G et R_H sont réunies à la sortie de l'amplificateur de référence.

Lorsque la logique cablée essaie le poids 8 volts, la sortie de l'amplificateur (qui joue alors le rôle de comparateur) passe de la saturation négative à la saturation positive ce qui est interprété par la logique comme une obligation de "rejeter" ce poids. Le poids 4 volts est alors essayé et le résultat est le même. Par contre, le poids 2 volts n'est pas suffisant pour faire passer la sortie de l'amplificateur en saturation positive : il est donc retenu. Pour la même raison, le poids 1 volt est aussi retenu.

Bien entendu pour pouvoir mesurer des tensions d'entrée positives ou négatives, il est nécessaire de pouvoir inverser la polarité de la tension de référence. Nous n'avons pas représenté les circuits analogiques réalisant cette inversion sur le schéma de la Fig. 9, car ils ne sont pas nécessaires à la compréhension du principe de conversion analogique numérique par la méthode des approximations successives. Nous aurons l'occasion d'étudier en détail ce circuit inverseur de polarité car c'est l'une des trois originalités du voltmètre que nous proposons.

II.4.4. Avantages et inconvénients de cette technique.

Avantages :

- Précision : Les composants qui déterminent la précision sont des résistances et la référence. Il en résulte que les poids de référence peuvent être obtenus avec une très grande précision. Une résistance bobinée ou une résistance de technologie VISHAY, de précision 0,01 % peut être réglée à une valeur donnée par un potentiomètre avec une précision d'environ 0,0003 %.
- Stabilité à long terme : cette caractéristique est excellente car il est possible d'obtenir une référence très stable (variation de 0,005 % en 6 mois environ) Quant aux résistances, leur variation est encore deux à trois fois plus faible surtout si elles ne dissipent qu'une très faible puissance, par exemple : le cinquième ou le dixième de leur puissance nominale.

Inconvénients :

- Vitesse : certains voltmètres numériques à approximations successives utilisent des relais à lamelles pour la commutation des résistances de l'amplificateur de sommation. De tels commutateurs permettent une excellente précision car leur résistance de contact se situe entre 10 et 100 milliohms. Par contre, leur temps de commutation n'est pas inférieur à 3 millisecondes, ce qui donne un temps de conversion rarement inférieur à 130 millisecondes, donc une conversion lente. L'utilisation des commutateurs électro-mécaniques nettement plus rapides limite beaucoup la précision par suite de leur résistance élevée à l'état conducteur et de leur tension résiduelle. Nous reviendrons sur ce problème ultérieurement.

- Bruit : Comme il n'y a aucune intégration, cette technique est sensible au bruit superposé au signal à mesurer. On y remédie par l'adjonction d'un filtre passe-bas placé entre les bornes d'entrée du signal à mesurer et les circuits de conversion analogique-numérique, mais ceci au détriment de la vitesse.
- Complexité : Cette technique conduit à des circuits analogiques assez complexes.

C O N C L U S I O N :

En conséquence, nous proposons trois améliorations à la technique des approximations successives grâce à trois circuits originaux qui apportent une solution satisfaisante aux principaux problèmes posés par cette technique. Ces perfectionnements permettent :

- . la commutation rapide et précise de tensions analogiques.
- . la détection automatique et rapide de la polarité de la grandeur à mesurer.
- . la conception d'amplificateurs se caractérisant par une bande passante large et une dérive faible.

Dans les chapîtres suivants, nous exposerons en détail les trois problèmes évoqués ci-dessus ainsi que la solution que nous proposons pour chacun d'eux. L'ensemble de ces solutions est original.

C H A P I T R E I I I

PROBLEMES TECHNOLOGIQUES ACTUELS ET LEURS SOLUTIONS.

Les caractéristiques techniques les plus importantes d'un voltmètre numérique sont sa précision, sa stabilité à long terme et sa vitesse. C'est compte tenu de ces considérations, que nous avons choisi la technique d'approximations successives pour obtenir les plus hautes performances possibles. Bien entendu, accroître indéfiniment les performances d'un appareil est impossible par suite des limites technologiques, celles-ci résultant souvent de la nécessité de trouver un compromis précision-vitesse. Les trois principales difficultés rencontrées lors de l'étude d'un voltmètre numérique à la fois RAPIDE PRECIS et STABLE sont :

- la commutation des poids de référence
- la commutation d'une référence positive ou négative
- l'amplification sans dérive .

Les commutateurs généralement utilisés avec le circuit de la Fig.2 étaient, ces dernières années, des relais à lamelles. Leur résistance de contact est habituellement comprise entre 10 et 50 milliohms. Ce commutateur en série avec une résistance de 10 kilohms introduit une erreur inférieure à $5 \cdot 10^{-6}$, donc tolérable, d'autant plus qu'il est possible d'en tenir compte et dans ce cas, seules les variations de cette résistance de contact créent une erreur de précision. Malheureusement, le temps de réponse, c'est à dire le temps nécessaire pour que le relais passe de la position "ouvert" à la position "fermé" est toujours supérieur à la milliseconde, ce qui interdit leur utilisation pour un voltmètre rapide, c'est à dire, ayant un temps de conversion inférieur à 10 millisecondes. La question qui se pose alors est de savoir s'il existe un ou plusieurs types de commutateurs électroniques susceptibles de remplacer les commutateurs mécaniques que sont les relais à lamelles. Nous verrons dans les paragraphes suivants que ces commutateurs électroniques associés aux différents

types de "réseaux" ne donnent pas non plus satisfaction. Par réseau, nous entendons l'ensemble des résistances permettant l'élaboration des poids de référence, c'est à dire, les résistances $R_A, R_B, R_C, R_D, R_E, R_F$, etc... de la Fig.9. Telle est donc la première difficulté rencontrée pour allier précision et vitesse.

La seconde difficulté réside dans la nécessité de pouvoir commuter avec précision et rapidité la tension de référence selon la polarité de la tension d'entrée.

Un montage fréquemment utilisé est celui de la Fig.10

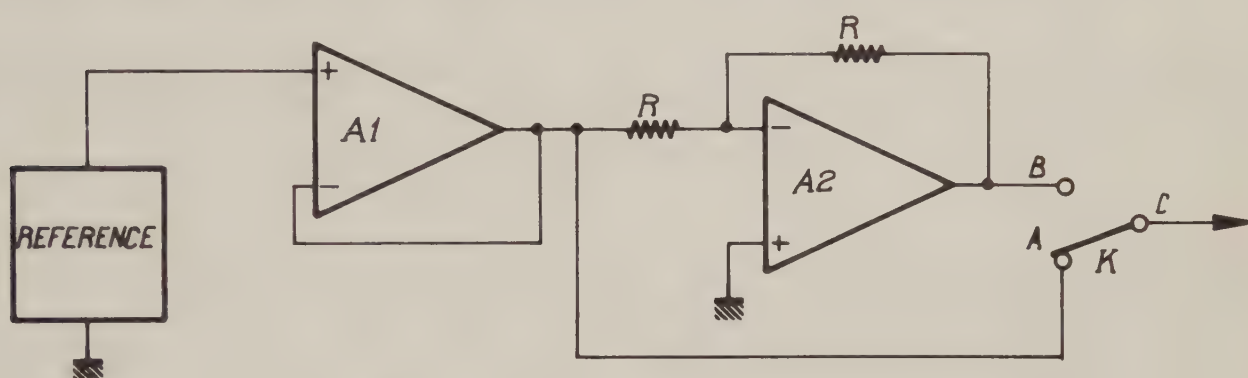


Fig. 10

L'amplificateur A_2 est un simple inverseur de gain -1 . Le commutateur K est un relais à lamelles de façon à ce que le point C soit à la basse impédance (0,03 à 0,1 ohm) Toutefois, ce montage est trop lent pour nos spécifications puisqu'il faut attendre 4 ou 5 millisecondes après la commutation du relais pour la stabilisation de la f.e.m. thermique et du bruit.

D'autre part, cette f.e.m. ne descend guère au dessous de 100 microvolts. Le remplacement du relais K par deux transistors à effet de champ est impossible également par suite de la résistance trop élevée des F E T à l'état conducteur.

Cette seconde difficulté sera résolue par un montage nouveau que nous avons conçu spécialement pour ce problème et qui permet d'allier rapidité et précision.

La troisième difficulté réside dans la recherche d'amplificateurs, qui, outre leurs très hautes performances générales présentent
SIMULTANEMENT :

- un faible bruit
- une faible dérive à long terme

Malheureusement, ces deux performances, bruit et dérive, sont demeurées incompatibles dans les deux grandes techniques actuelles de conception des amplificateurs continus.

Nous allons maintenant étudier plus en détail la solution que nous apportons aux trois problèmes que nous venons de répertorier .

III.1 - Problème de la commutation des poids et sa solution =====

III.1.1. Difficulté d'introduire des commutateurs précis et rapides =====

dans les réseaux actuels.
=====

Le réseau Décimal Codé Binaire de la fig.9 conduit à des résistances de valeurs très élevées. En effet, si $R_A = 10\text{ K}\Omega$ la précision sera bonne, comme nous l'avons vu; par contre, la résistance correspondant au plus faible poids binaire (poids 1) de la cinquième décade (décade des unités) devra avoir la valeur

$$R_A \times 8 \times 10.000 = 10^4 \times 8 \times R = 800 \text{ mégohms}$$

Par suite de la capacité parasite d'une telle résistance , le temps d'établissement de la tension aux bornes de cette résistance, après commutation, est incompatible avec une conversion rapide. Aussi d'autres types de réseaux sont utilisés dans les voltmètres numériques dont nous allons étudier, brièvement, les deux principaux. L'un d'eux sera d'ailleurs utilisé dans le voltmètre que nous proposons.

III.1.1.1. Principaux réseaux résistifs utilisés dans les voltmètres

Nous n'aborderons pas les réseaux binaires purs donnant des poids de référence dans les rapports 1,2,4,8,16,32,64, etc...ils sont utilisés dans les convertisseurs analogiques-numériques mais non dans les voltmètres numériques par suite de la nécessité de visualiser la valeur numérisée. Il est, en effet, beaucoup plus facile de convertir en décimal un nombre exprimé dans le code D C B, qu'un nombre exprimé en binaire pur.

III.1.1.1.1 - Réseau "R - 2R" configuration D C B.

Le schéma est celui de la fig.10. Nous n'avons représenté que trois décades mais, bien entendu, il en faudrait cinq pour un voltmètre cinq chiffres.

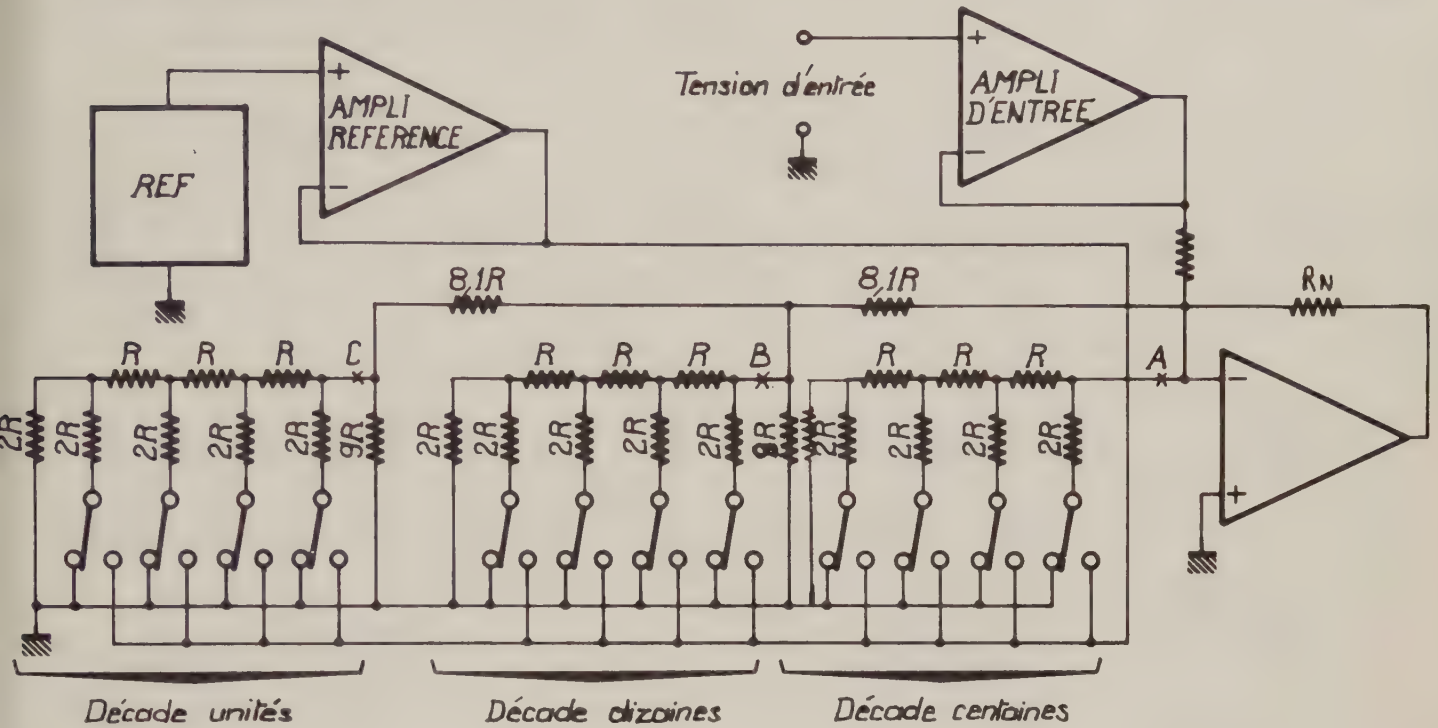


Fig. 11

Si la résistance de sortie de l'amplificateur est très faible, ce qui est le cas, elle peut être considérée comme nulle. Dans ce cas, la résistance interne du réseau aux points A, B, C, est constante et, en particulier, est indépendante de la position des différents commutateurs. Cette résistance interne n'est autre que la résistance de source du générateur obtenu par application du théorème de Thévenin.

Considérons d'abord une décade seule et calculons la F.e.M. du générateur de tension de Thévenin en fonction de la position des commutateurs.

Sur la fig.12 a) le commutateur K8 situé le plus près de A, est réuni à E_{REF} , les autres commutateurs sont réunis à la masse.

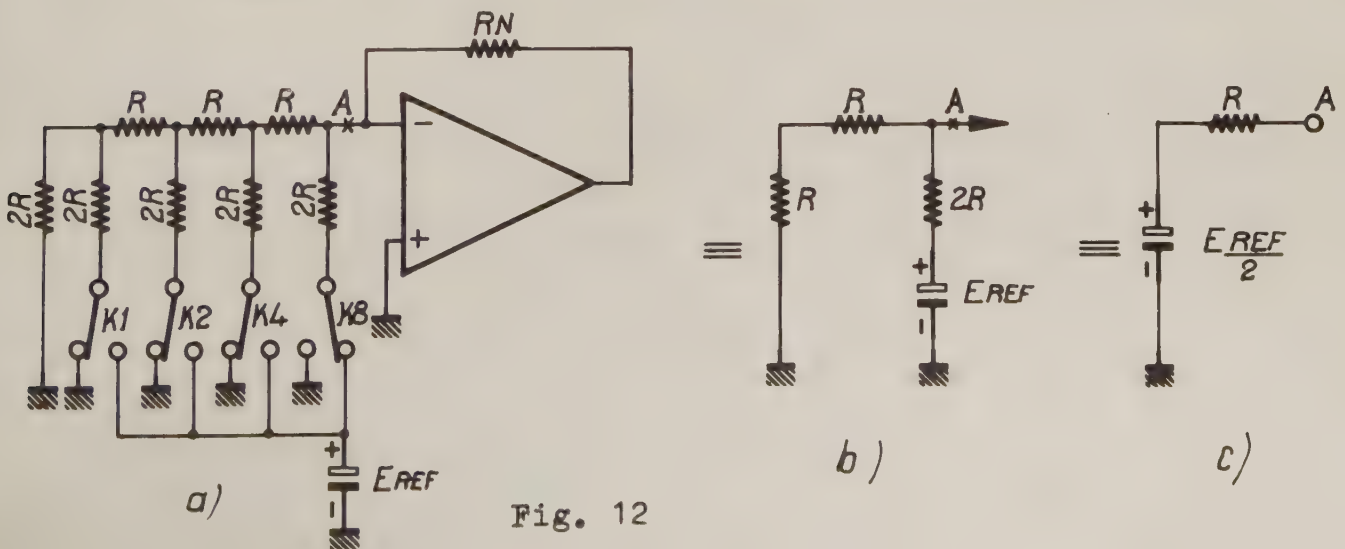


Fig. 12

En remplaçant les résistances R et $2R$ par leur résistance équivalente, nous obtenons le schéma de la fig. 12 b. L'application du théorème de Thévenin conduit alors au schéma de la fig. 12 c. La f.e.m. du générateur de Thévenin est $E_{REF}/2$ et la résistance de source est R ce qui donne un courant dans R_N .

$$I_8 = \frac{E_{REF}}{2} \times \frac{1}{R} = \frac{E_{REF}}{2R} \quad (\text{Cf formule 4})$$

La fig. 13 représente la décade avec le commutateur K_4 réuni à la référence $= E_{REF}$, les autres étant réunis à la masse.

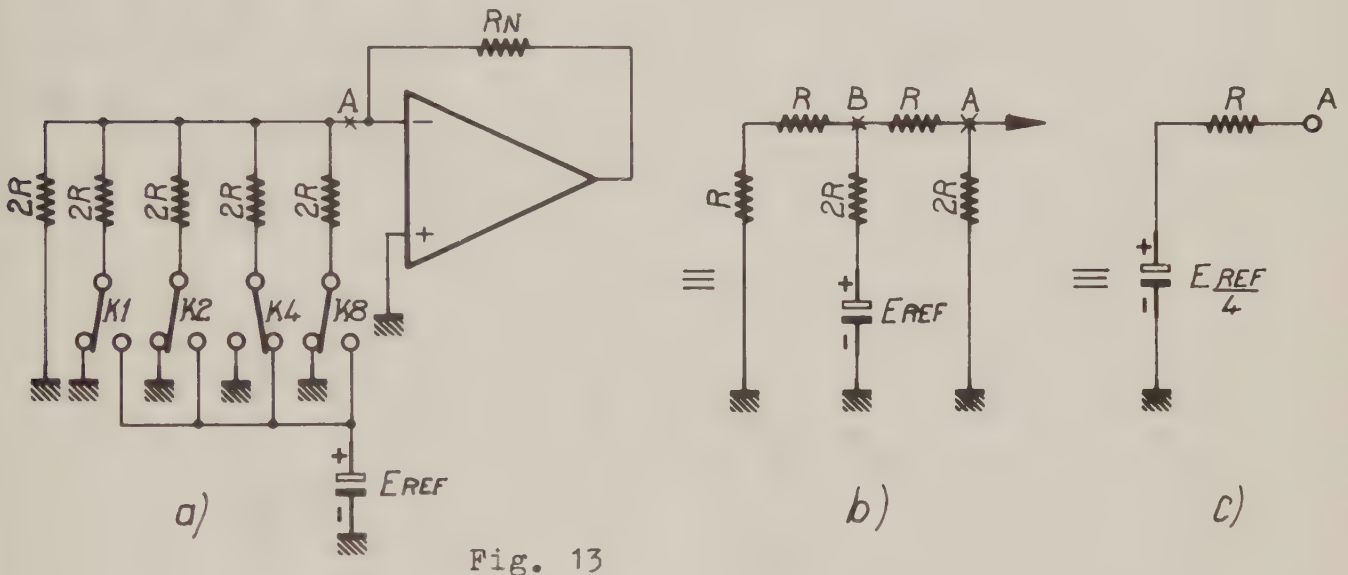


Fig. 13

Nous trouvons alors la même impédance de source R , mais une f.e.m. deux fois plus faible, ce qui donne un courant deux fois plus faible dans R_N .

$$I_4 = E_{REF}/4 R.$$

Si nous commutons K_2 sur la référence avec K_1 , K_4 et K_8 réunis à la masse, nous obtiendrons :

$$I_2 = E_{REF}/8 R.$$

Nous avons ainsi obtenu des "Poids de Référence" dans les rapports 1, 2, 4, 8. La fig. 14 nous montre que l'addition de ces poids est possible. En effet, le schéma obtenu en d) nous permet de calculer le courant traversant R_N lorsque K_2 et K_4 sont fermés sur E_{REF} .

$$I = 3 E_{REF} / 8 R.$$

Ce courant est bien égal à $I_2 + I_4$, I_2 étant le courant obtenu par la seule fermeture de K_2 et I_4 le courant obtenu par la seule fermeture de K_4 . Ainsi la fermeture de K_1 et de K_8 nous donnerait un courant $I = I_8 + I_1$, I_1 étant le courant généré par la seule fermeture de K_1 .

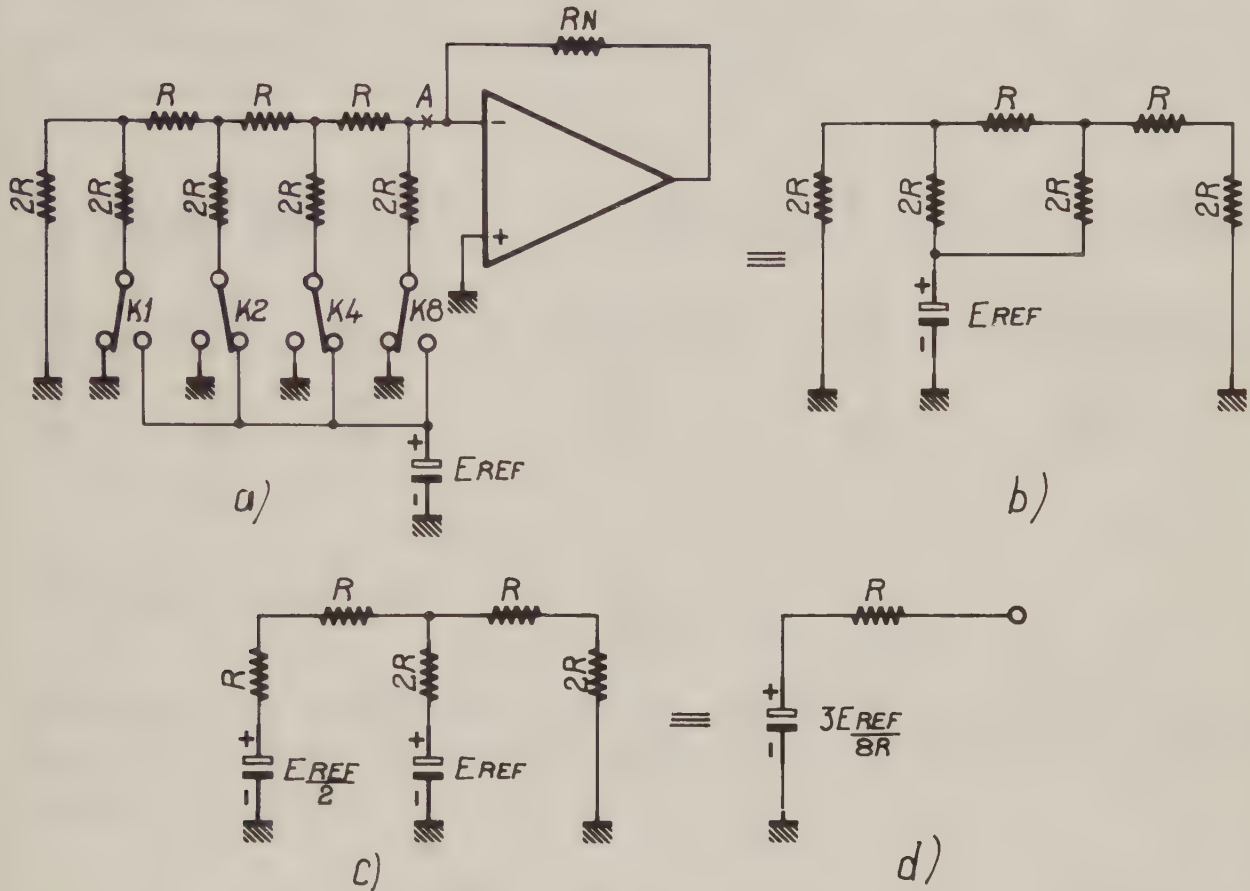


Fig. 14

Nous avons ainsi vérifié que les rapports sont 1, 2, 4, et 8 à l'intérieur d'une décade. Il nous reste à vérifier que le rapport est de $1/10^e$ en passant d'une décade à la décade immédiatement à gauche.

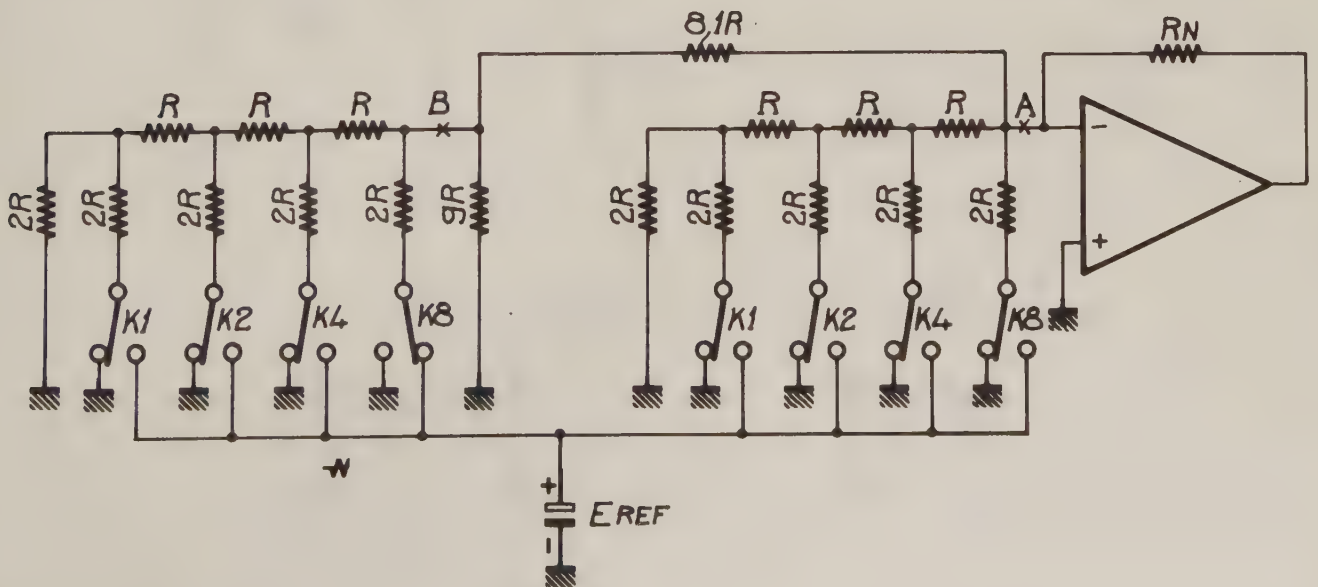


Fig. 15

Le courant obtenu est $I_8 = E_{REF}/2R$. Ce courant est bien 10 fois supérieur au courant I obtenu précédemment. Notre réseau est donc bien un réseau D C B , à impédance de source constante et égale à $0,9R$.

III.1.1.1.2. - Réseau 1 - 2 - 4 - 8 configuration "D.C.B."

Le réseau 1 - 2 - 4 - 8 , configuration D C B , nécessite moins de résistances de précision que le précédent. Pour chaque décade, il y a quatre résistances de valeur R , $2R$, $4R$, et $8R$.

En raisonnant comme nous l'avons fait pour le réseau $R - 2R$ configuration D C B , nous trouverions le schéma équivalent de la figure 19, dans le cas où le poids commuté est le poids le plus significatif. (Ce poids correspond à la commutation de la résistance R de la décade "centaines")

La contribution en courant d'un poids binaire de rang i dans la décade de rang $(-j)$ est

$$I_{i,j} = \frac{E}{R 2^{3-i} 10^j}$$

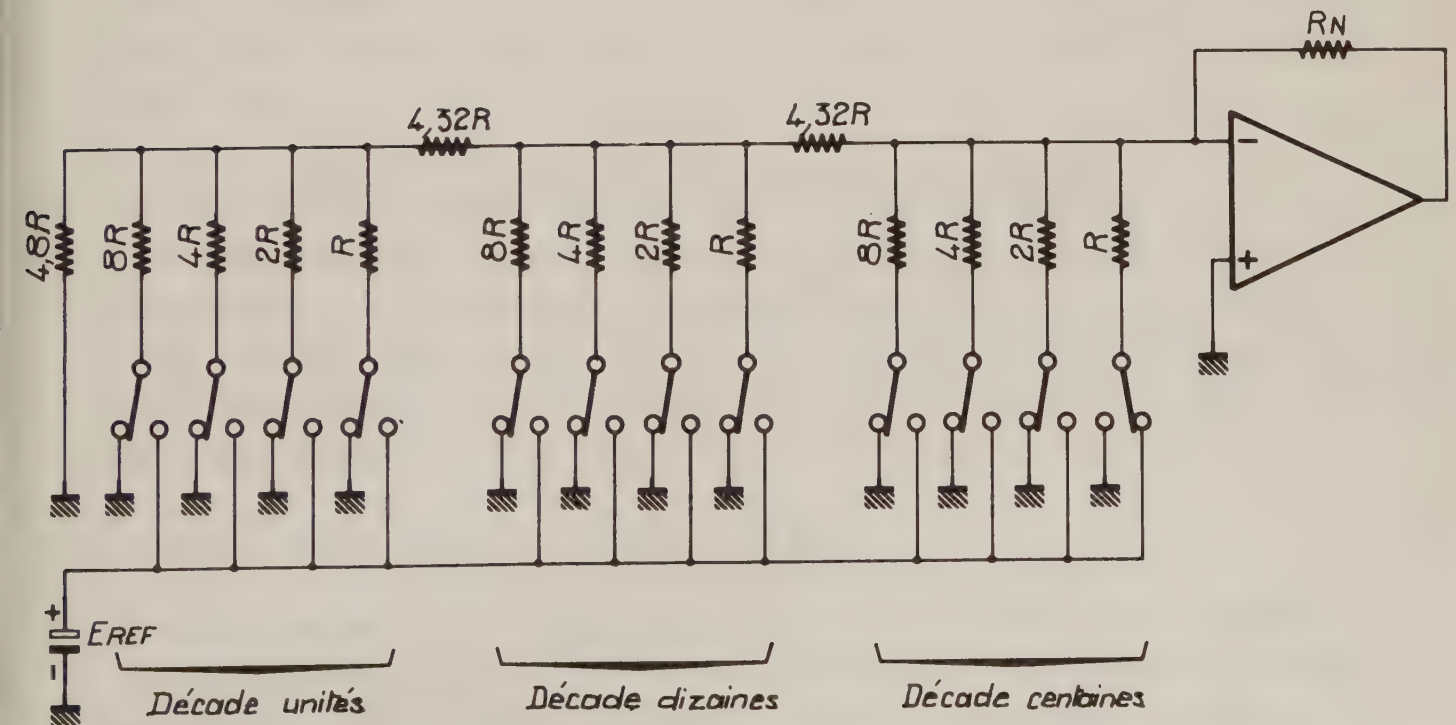


Fig. 18 Réseau 1 - 2 - 4 - 8 configuration "D C B "

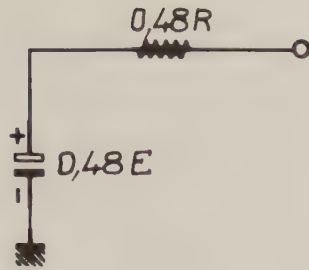


Fig. 19 . schéma équivalent du réseau (poids le plus fort commuté)

$i = 0$	correspond à la résistance	$8 R$	} $i = 0, 1, 2 \text{ ou } 3$
$i = 1$	"	$4 R$	
$i = 2$	"	$2 R$	
$i = 3$	"	R	

$j = 0$ correspond à la décade 10^0 c'est à dire à la décade la plus significative. (celle des centaines sur le schéma de la fig. 18)

$j = 1$ correspond à la décade 10^{-1} (celle des dizaines sur f.18)

$j = 2$ " " 10^{-2} (" unités " f.18)

C'est ce réseau 1 - 2 - 4 - 8 configuration "D C B " que nous retiendrons dans notre étude par souci du plus faible coût de revient possible.

III.1.1.2. Limites technologiques des réseaux résistifs.

Les deux types de réseaux que nous venons de voir ont été étudiés en considérant la résistance du commutateur nulle à l'état conducteur. Pour obtenir une commutation rapide, il est indispensable d'envisager des commutateurs électroniques, soit des transistors à effet de champ soit des transistors à jonction.

III.1.1.2.1. Transistors à effet de champ "F E T "

La résistance de ces commutateurs à l'état conducteur, baptisée R_{ON} est généralement de 30 à 50 ohms. Certains fournisseurs proposent des transistors à effet de champ avec une résistance inférieure à 50 ohms à l'état conducteur. Malheureusement, le prix de ces commutateurs interdit leur emploi dans un voltmètre numérique dont le prix

doit rester compétitif par rapport à la concurrence étrangère (américaine principalement) De plus, 5 ohms de résistance au lieu de 30 diminue la difficulté mais ne la supprime pas. Pour des motifs de prix et de rapidité, il n'est pas souhaitable de dépasser la valeur de 20 à 30 Kiloohms pour la résistance R, ce qui donne 160 à 240 Kiloohms pour la résistance 8 R.

Nous considérerons donc $R = 25 \text{ Kiloohms}$.

La résistance du commutateur introduit une erreur de $\frac{50}{25.000} = 2.10^{-3}$

Il est, bien entendu, possible de tenir compte de cette résistance lors du réglage des résistances R. Toutefois, plusieurs difficultés subsistent :

- A chaque résistance correspond deux commutateurs que nous appellerons T_1 et T_2 . Ces deux commutateurs doivent être de valeurs égales. D'où nécessité de trier les transistors à effet de champ pour les apparier 2 à 2.
- Cette résistance à l'état conducteur n'est pas la même selon que le signal à commuter est positif ou négatif. Il peut y avoir jusqu'à 1 ou 2 ohms de différence. Ceci interdit l'utilisation d'une référence positive ou négative selon la polarité du signal d'entrée.
- Le coefficient de température de la résistance d'un commutateur à effet de champ à l'état conducteur est 7000 ppm/°C
(1 ppm = 1.10^{-6})

Or, pour répondre aux spécifications envisagées pour notre étude, le coefficient de température global de R ne doit pas excéder $\pm 2 \text{ ppm/°C}$ par rapport à celui de R_N . De même, les résistances R, 2R, 4R, et 8R de la plus forte décade doivent avoir des coefficients de température très proches les uns des autres, pour ne pas créer des erreurs de linéarité trop importantes.

Il en résulte que le coefficient de température de R. ne doit pas excéder 3 à 4 ppm/°C, Bien que le poids binaire correspondant à 2R intervienne deux fois moins à pleine échelle que le poids binaire correspondant à R, il est souhaitable de ne pas dépasser 3 à 5 ppm/°C pour son coefficient de température

afin de ne pas cumuler les erreurs.

La seule variation en température de la résistance du commutateur apporte un coefficient de température global pour R de

$$7000 \text{ ppm/}^{\circ}\text{C} \times 2.10^{-3} = 14 \text{ ppm/}^{\circ}\text{C}$$

De tels commutateurs sont par conséquent à exclure.

- D'autre part, le vieillissement des deux commutateurs T_1 et T_2 ne sera pratiquement jamais identique et il pourra en résulter une erreur d'appariage de plusieurs ohms après quelques mois de fonctionnement. Cette erreur d'appariage entraînera une erreur de précision pouvant excéder 1.10^{-4} , ce qui est inadmissible, d'autant plus que de telles erreurs peuvent se cumuler. Il n'est donc pas possible de retenir le transistor à effet de champ comme commutateur associé à notre réseau 1 - 2 - 4 - 8 .

III. 1.1.2.2. Transistors à jonction.

Les transistors à jonction ont une résistance à l'état conducteur d'environ 3 ohms. Cependant, les difficultés apportées par ce commutateur sont aussi grandes que celles rencontrées avec le transistor à effet de champ pour les raisons suivantes :

- Un transistor à jonction présente une tension résiduelle de 200 millivolts. Utilisé en inversant collecteur et émetteur, il ne présente plus que 1 à 2 millivolts de tension résiduelle. Toutefois, cette dernière crée une erreur de 1 à 2.10^{-4} si la tension de référence est de 10 volts. Or, il existe une grande dispersion de la tension résiduelle d'un transistor à l'autre d'où la difficulté d'apparier les transistors deux à deux.
- La variation de cette tension résiduelle ne suit pas une loi connue. L'appariage effectué à la température ambiante ne sera donc pas valable à toute autre température.
- La résistance de 3 ohms à l'état conducteur varie en température et dans le temps d'une façon non linéaire, ce qui apporte des erreurs importantes.
- Le courant de fuite d'un transistor à jonction est important : quelques centaines de nanoampères en moyenne. Ce courant de fuite

crée aux bornes de la résistance R une tension d'erreur de plusieurs millivolts. D'autre part, ce courant de fuite augmente assez rapidement avec la température .

Toutes ces difficultés conduisent à exclure l'utilisation du transistor à jonction comme commutateur dans notre projet de voltmètre.

Ces limites technologiques dues à la non perfection des commutateurs font que les voltmètres actuels de temps de conversion voisin de 15 millisecondes, ne peuvent garantir une précision meilleure que 1 à $2 \cdot 10^{-4}$.

C'est pour surmonter ces difficultés que nous proposons un schéma original, non utilisé dans les voltmètres numériques jusqu'à ce jour, et que nous avons appelé "Réseau hybride"

III.1.2 - Solution au problème de la commutation des poids de référence : Réseau hybride décimal D C B .

III.1.2.1. Réseau décimal .

Nous avons vu que les réseaux D C B, qu'ils soient de configuration "1 - 2 - 4 - 8" ou "R - 2R" ne permettent pas la commutation très précise de tensions analogiques par suite de la valeur très élevée de la résistance R_{ON} des F E T . La solution que nous proposons est d'effectuer une pesée décimale, et non D C B , pour les poids les plus significatifs, c'est à dire pour la décade nécessitant la plus grande précision. Un pont résistif fournira les dix poids de référence 9 volts, 8 volts, 7 volts, 6 volts, 5 volts, 4 volts, 3 volts, 2 volts 1 volt et 0 volt. Associons à chacun de ces poids un commutateur à effet de champ et réunissons tous les drains de ces F E T à l'entrée d'un amplificateur à très haute impédance d'entrée (10.000 Mégohms ou plus) selon le schéma de la fig.20

...../

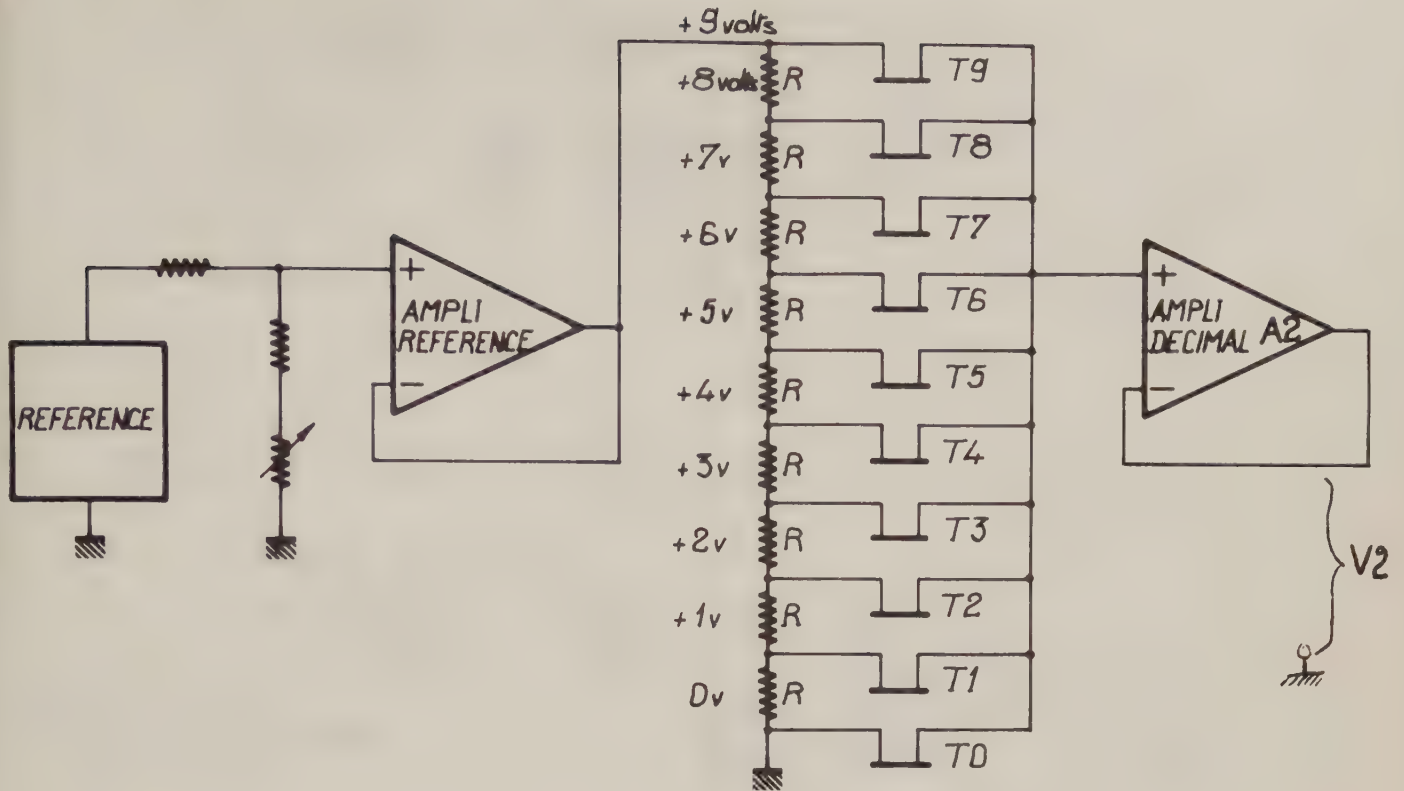


fig.20 - Pesée Décimale

Analysons maintenant le fonctionnement de ce circuit qui se caractérise par le fait qu'à un instant quelconque UN et UN SEUL des commutateurs $T_0, T_1, T_2, \dots, T_8, T_9$ est conducteur. Ainsi si le FET 6 est ON, le poids de référence égal à + 6 volts se trouve connecté à l'entrée de l'amplificateur A2 (que nous avons désigné par "ampli décimal") par la résistance RON de T6 que nous supposons égale à 50 ohms par exemple.

Les schémas équivalents des fig.21 et 22, nous permettent d'écrire en prenant 10.000 Mégohms pour la résistance d'entrée de A2 et 500 ohms pour chacune des résistances R du pont diviseur :

$$V1 = \frac{10^{10}}{10^{10} + 1000 + 50} \times 6 \text{ volts} = 6 \left(\frac{1}{1 + \frac{1050}{10^{10}}} \right) \text{ volts}$$

En vertu de la relation $\frac{1}{1+\epsilon} \approx 1-\epsilon$ nous pouvons écrire :

$$V1 \approx + 6 \left(1 - \frac{1050}{10^{10}} \right) \text{ volts}$$

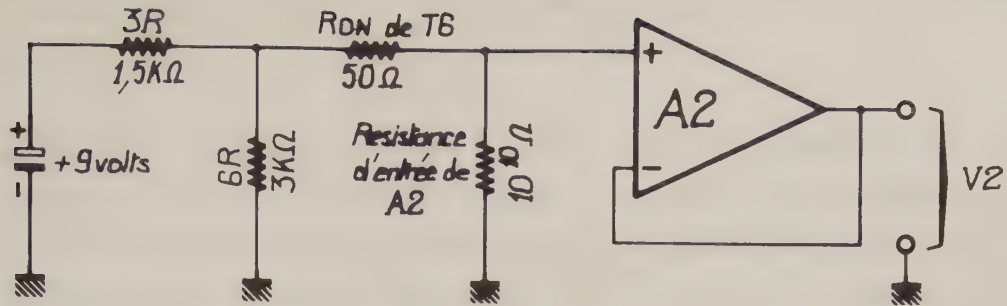


Fig. 21 . Schéma équivalent au circuit de la fig. 20

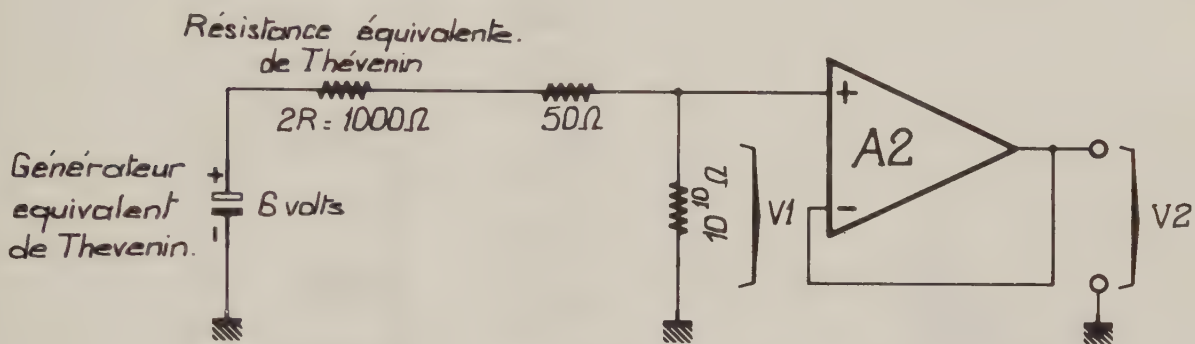


Fig. 22 . Schéma équivalent au circuit de la fig. 21

La tension V_1 est par conséquent égale au poids de référence de valeur 6 volts avec une erreur, par défaut, égale à $1050/10^{10}$ soit environ $1 \cdot 10^{-7}$. Le même raisonnement relatif à l'hypothèse où seul T5 est commuté donnerait :

$$V_2 \approx 5 \left(1 - \frac{1111}{10^{10}} \right) \text{ la résistance équivalente de THévenin}$$

de la fig. 22 étant cette fois égale à 1111 ohms (2500 ohms en parallèle avec 2000 ohms).

Tout en étant légèrement plus élevée, l'erreur reste de l'ordre de $1 \cdot 10^{-7}$ ce qui est parfaitement négligeable.

Nous en concluons que l'erreur faite sur V_2 dépend du poids commuté: elle est d'autant plus importante que la résistance équivalente de Thévenin, de la fig. 22, est élevée et que la résistance R_{ON} du F E T est grande. La commutation du poids 5 volts de même que celle du poids 4 volts correspond précisément à la valeur maximale de

cette résistance équivalente et nous avons vu que l'erreur est totalement négligeable.

L'erreur analysée ci-dessus n'est pas la seule à rentrer en compte. En effet, lorsque le poids 6 volts est commuté, par exemple, les autres poids de référence sont réunis à l'entrée de l'amplificateur A2 par la résistance OFF des FET, qui est de l'ordre de $10.000\text{ M}\Omega$ (mégohms) ou plus. De sorte que le schéma équivalent de la fig.21 doit être remplacé par celui de la fig.23

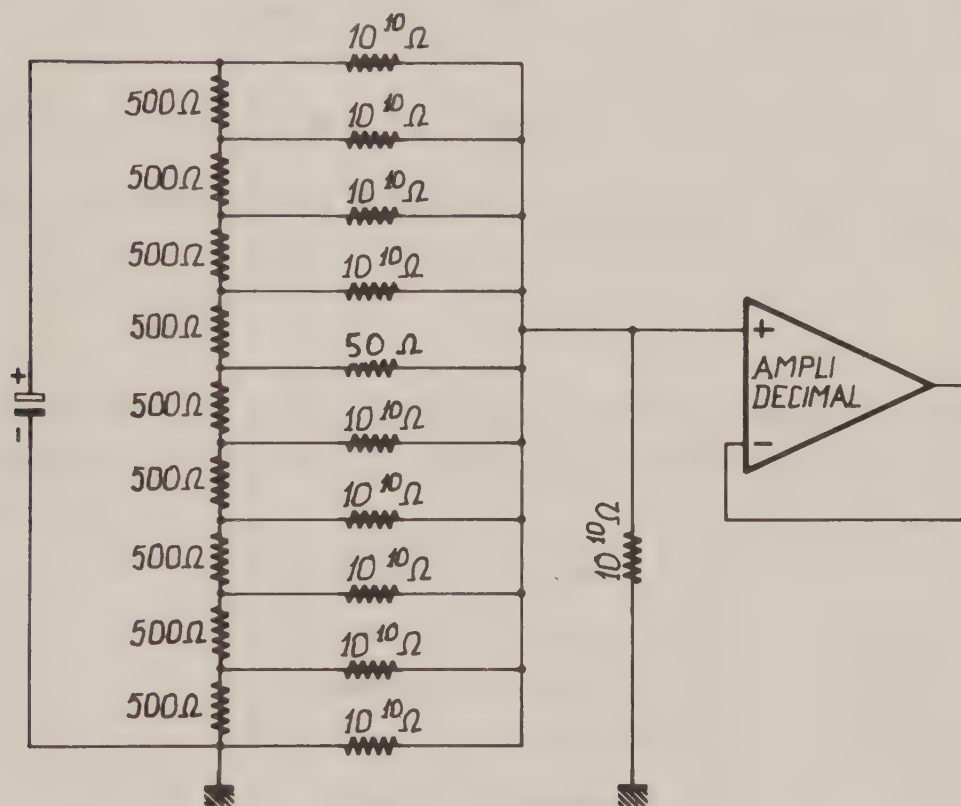


Fig.23 -schéma équivalent réel du circuit de la fig.20

L'analyse de ce circuit est complexe, toutefois, le rapport considérable des résistances ON et OFF des FET permet des simplifications. En effet, l'erreur apportée par tous les poids de référence autre que le poids + 6 volts commuté, sera nécessairement inférieure à l'erreur introduite par la schéma de la fig.24 sur laquelle tous les poids perturbateurs ont été représentés par un générateur de 9 volts, en série, avec une impédance équivalente de $500\text{ }\Omega$.

Neuf volts est, en effet, la valeur maximale des tensions perturbatrices comme $500\ \Omega$ est la valeur minimale des résistances équivalentes de Thévenin. De toute façon, ces 500 ohms sont négligeables devant les 10.000 mégohms des résistances OFF des FET, ces dernières se trouvant d'ailleurs toutes en parallèle et donnant une résistance équivalente approximativement égale à $10^{10} / 9$ ohms, soit $1.1 \cdot 10^9$ ohms. L'application du théorème de Thévenin donne alors le schéma équivalent de la fig.25 pour laquelle la f.e.m. et la résistance de Thévenin ont été calculés comme suit :

$$\text{f.e.m.} = 6 \times \frac{10^{10}}{10^{10} + 1050} \neq 6 \left(1 - \frac{1050}{10^{10}}\right) \text{ VOLTS}$$

$$\text{f.e.m.} \neq 6 \text{ volts à } 1 \cdot 10^{-7} \text{ près.}$$

$$\text{Résistance équivalente de Thévenin} = \frac{10^{10} \times 1050}{10^{10} + 1050} \neq 1050 \text{ ohms.}$$

$$\text{à } 1 \cdot 10^{-7} \text{ près.}$$

La fig.25 montre que les poids non commutés créeront un courant I qui provoquera une tension d'erreur aux bornes de la résistance de 1050 ohms :

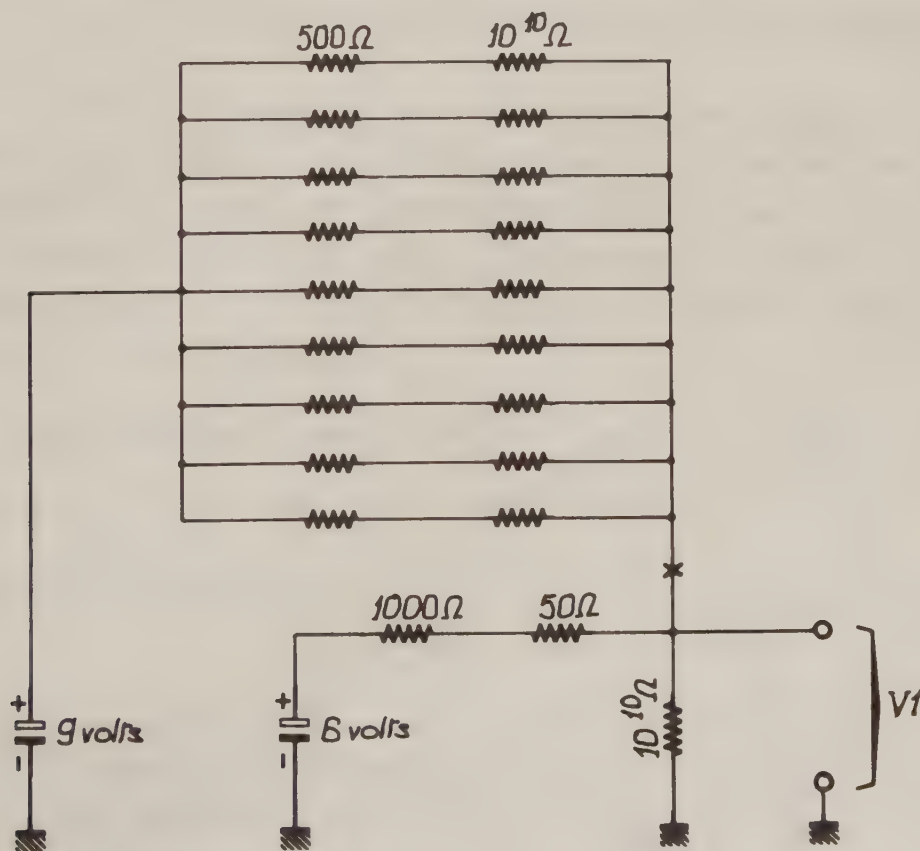


Fig. 24

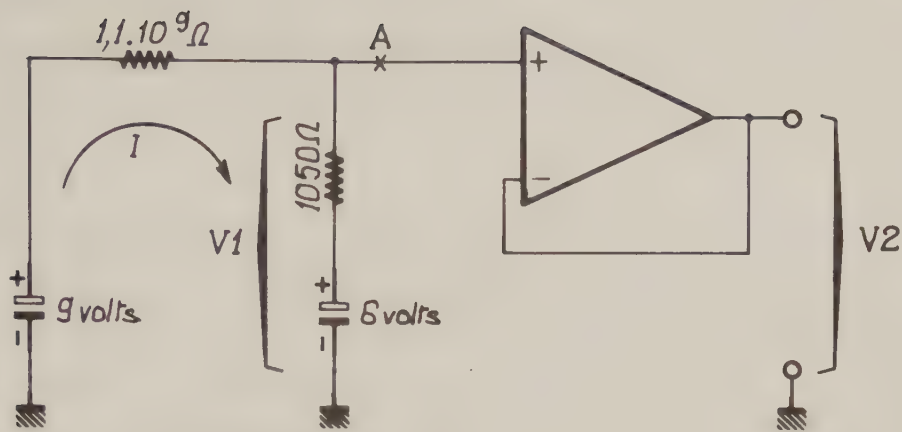


Fig.25 - Schéma équivalent au circuit de la figure 24.

$$I = \frac{9 - 6}{1,1 \cdot 10^9 + 1050 \text{ ohms}} \quad \# \quad \frac{3}{1,1 \cdot 10^9} \quad \# \quad 2,8 \cdot 10^{-6} \text{ volts}$$

La forte majoration d'erreur introduite pour les simplifications des calculs permet d'extrapoler l'erreur réelle à environ $1,5 \cdot 10^{-6}$ volts soit 1,5 microvolts. La résolution de l'appareil étant de 100 microvolts, les 1,5 microvolts d'erreur sont tout à fait négligeables.

Là encore, l'erreur introduite par les poids non commutés dépend du poids de référence choisi. La fig.25 permet de déduire que le courant I sera maximal si le poids de référence est le plus faible. Toutefois si le poids commuté est de 0 volt, la résistance équivalente de Thévenin est 0 ohm au lieu de 1050 ohms et l'erreur est nulle, bien que le courant I soit maximal.

Si le poids de référence commuté est + 1 volt, le courant est :

$$I \quad \# \quad \frac{9-1}{1,1 \cdot 10^9} \quad \# \quad 7,3 \cdot 10^{-9} \text{ ampère}$$

La résistance équivalente est $\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1}{500} + \frac{1}{4000} \quad \# \quad \frac{1}{444}$

D'où la tension d'erreur égale à $7,3 \cdot 10^{-9} \times 444 \quad \# \quad 3$ microvolts, l'erreur réelle pouvant être extrapolée à environ 1,7 microvolts. Il en résulte une précision relative de $\frac{1,7 \cdot 10^{-6} \text{ volt}}{1 \text{ volt}} = 1,7 \cdot 10^{-6}$ ce qui est tout à fait acceptable.

Le même calcul effectué pour les autres poids donnerait des erreurs relatives réelles inférieures à $1,7 \cdot 10^{-6}$. En conclusion, les poids non commutés introduisent une erreur de l'ordre de $1,5 \cdot 10^{-6}$, ce qui reste tolérable tout en étant 15 fois supérieur au premier type d'erreur.

Il nous reste, enfin, à considérer une troisième source d'erreur : les courants de fuite dirigés des drains vers les sources et relatifs aux F E T non commutés. Ces courants de fuite vont modifier les potentiels des poids de référence. En ce qui concerne les poids non commutés, il n'y a aucune inquiétude car la modification de leurs potentiels sera indéfiniment plus faible que la majoration que nous avons faite dans les précédents calculs et qui a consisté à considérer tous ces potentiels égaux à 9 volts. Pour les poids commutés, les courants de fuite ne sont autres que des générateurs de courant traversant les résistances R du pont en y créant des tensions d'erreur. Les courants de fuite de T0 et T9 n'apportent aucune erreur par suite des impédances nulles aux points correspondant à ces potentiels (Fig. 20). L'impédance de source des poids de référence est maximale pour les poids 4 volts et 5 volts et vaut alors 1111 ohms. Pour la simplification des calculs, nous majorerons l'erreur en considérant que les 8 courants de fuite T_1 , T_2 , T_3 ... T_7 et T_8 traversent la résistance équivalente maximale.

Dans cette hypothèse, nous aurons si nous évaluons à 100 pA le courant de fuite dans le plus mauvais cas (à 50°C) :

$$\text{- erreur maximale} = 1111 \times 8 \times 100 \cdot 10^{-12} = 8888 \cdot 10^{-10} \text{ V}$$

$$\text{- erreur maximale} \neq 0,9 \text{ microvolt}.$$

Par suite de la majoration, l'erreur réelle peut être extrapolée à 0,5 microvolt. La commutation des poids + 1 volt donnera l'erreur relative maximum à savoir : $\frac{0,5 \text{ microvolt}}{1 \text{ volt}} = 0,5 \cdot 10^{-6}$

Le calcul de ces trois types d'erreurs donne une précision sur V1 et donc sur V2 meilleure que $2 \cdot 10^{-6}$. Notre circuit convient donc tout à fait pour notre projet, en ce qui concerne la rapidité et la précision. Toutefois, il nous faut l'inclure dans un schéma plus complet pour obtenir un voltmètre numérique, c'est ce que nous allons étudier maintenant.

III.1.2.2. Réseau hybride décimal - DCB

Avec le réseau décimal de la fig. 20 la pesée s'effectue en comparant la tension d'entrée V_e au poids de référence 9 volts qui n'est rien d'autre que la tension V_2 si T_9 est commuté. Si $V_e \geq V_2$, T_9 reste commuté pendant toute la durée de la conversion, sinon T_9 passe OFF et c'est T_8 qui devient ON, et de ce fait la tension V_2 prend la valeur 8 volts. Une nouvelle comparaison est effectuée et si : $V_e \geq V_2$, T_8 reste commuté pendant toute la durée de la conversion. Sinon T_8 passe OFF et T_7 ON. Le processus continue jusqu'à ce que V_e devienne plus grand ou égal à V_2 .

Nous avons ainsi trouvé le chiffre le plus significatif du résultat cherché, et par conséquent celui de la décade nécessitant la plus grande précision, puisque dans les spécifications d'un voltmètre numérique la précision se rapporte toujours à la pleine échelle.

Nous en déduisons que les autres chiffres à trouver devront être recherchés avec une précision 10 fois moindre que pour la décade la plus significative. En conséquence un réseau DCB devient possible car la précision maximum souhaitable pour ce réseau est meilleure que 1.10^{-4} soit 5.10^{-5} environ, ce qui ne pose plus de problèmes technologiques quasi-irréalisables. Le schéma de la fig. 26 permet l'association du réseau décimal et du réseau DCB. Nous avons choisi $R = 25 \text{ K } \Omega$.

Si la tension à mesurer est inférieure à ± 10 volts, ce que nous supposons pour le moment, la résistance R_1 doit être égale à la résistance R_2 puisque l'amplificateur A_3 est connecté en configuration "comparateur". En effet, si $V_e = -V_2$ la sortie du comparateur qui dans ce cas doit être égale à zéro, ne prendra cette valeur que si $R_1 = R_2$ car toutes les résistances du réseau DCB se trouvent, dans ce cas particulier, reliées à la masse.

Afin de limiter la consommation du voltmètre sans sacrifier la vitesse nous prendrons $R_1 = R_2 = 10 \text{ K } \Omega$ (fig. 27).

L'adaptation du réseau DCB au réseau décimal impose une valeur bien précise à la résistance R_3 . Pour faciliter le calcul de cette valeur nous remplacerons le réseau DCB par son schéma équivalent précédemment donné par la fig. 19 et correspondant à la commutation du plus

fort poids donc du poids 0,8 V.

Si nous appelons I_1 le courant injecté dans R_N par la commutation de ce poids 0,8 volt, le courant I_2 injecté dans R_N par la commutation du poids 8 Volts du réseau décimal devra être tel que :

$$I_2 = 10 I_1$$

pour respecter le passage d'une décade à la suivante.

Mais en vertu des propriétés du montage inverseur d'un amplificateur opérationnel :

I_1 est le courant traversant R_3 et

I_2 est le courant traversant R_2 .

Le schéma équivalent de la fig. 27 pour laquelle $R = 25 \text{ K}\Omega$ et $E = 9 \text{ Volts}$ permet d'écrire puisque le potentiel de B est 0 Volt :

$$I_2 = \frac{8 \text{ Volts}}{10\,000 \Omega} = 8 \cdot 10^{-4} \text{ ampère}$$

$$I_1 = I_2 / 10 = 8 \cdot 10^{-5} \text{ ampère} = \frac{0,48 \times 9}{R_3 + 0,48 \times 25\,000}$$

$$R_3 + 12\,000 = \frac{4,32}{8} \cdot 10^5 = 54\,000 \text{ ohms.}$$

$$R_3 = 42\,000 \Omega$$

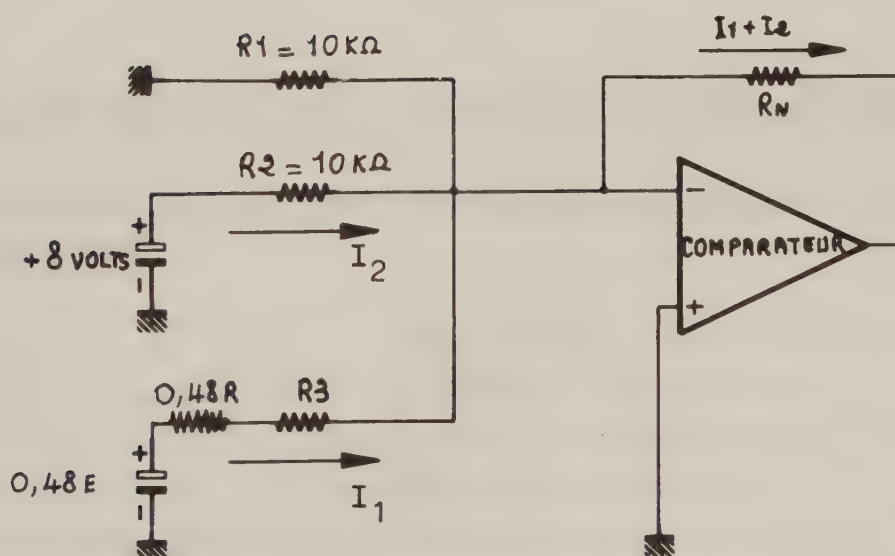


Fig. 27 Schéma équivalent au circuit de la fig. 26

La valeur de R_3 reste vraie quel que soit le poids commuté du réseau DCB puisque la résistance équivalente de Thévenin est toujours $0,48 R$ soit $12\ 000$ ohms. Ainsi si le poids commuté est $0,1$ Volt la tension de Thévenin sera $0,12$ volt et le courant I_1 sera :

$$I_1 = \frac{0,12 \times 9}{54\ 000} = 20 \text{ microampères.}$$

ce qui donne bien dans R_N un courant 80 fois inférieur à celui provoqué par le poids 8 volts et qui était de $1\ 600$ microampères.

C'est cette remarquable propriété des réseaux DCB, à savoir l'impédance de source constante, que nous avons exploitée pour l'association d'un réseau décimal et d'un réseau BCD en constituant ce que nous avons appelé un réseau hybride. Il en résulte une conversion analogique numérique très précise 1.10^{-5} bien que rapide puisque les transistors à effet de champ peuvent passer d'un état à l'autre en moins de 100 nanosecondes. En pratique cette vitesse est limitée par le temps de réponse des amplificateurs et dans notre projet nous avons choisi 100 microsecondes par commutation. Le nombre total de commutations est 10 pour le réseau décimal, 16 pour le réseau DCB soit 26 au total d'où un temps de conversion de $2,6$ millisecondes.

Ce premier perfectionnement à la technique des approximations successives apporte une amélioration importante à la précision des voltmètres numériques rapides.

III.2 Problème de la polarité automatique et sa solution

III.2.1. Difficulté d'inverser rapidement la polarité de la tension de référence

Nous avons vu qu'il était indispensable pour un voltmètre numérique de classe de posséder une recherche automatique de polarité. Dans le cas d'un voltmètre rapide cette recherche doit se faire en un temps très court, 100 microsecondes par exemple. Il est donc exclu d'utiliser des relais électromagnétiques classiques ou des relais à lamelles ou même des relais à mercure.

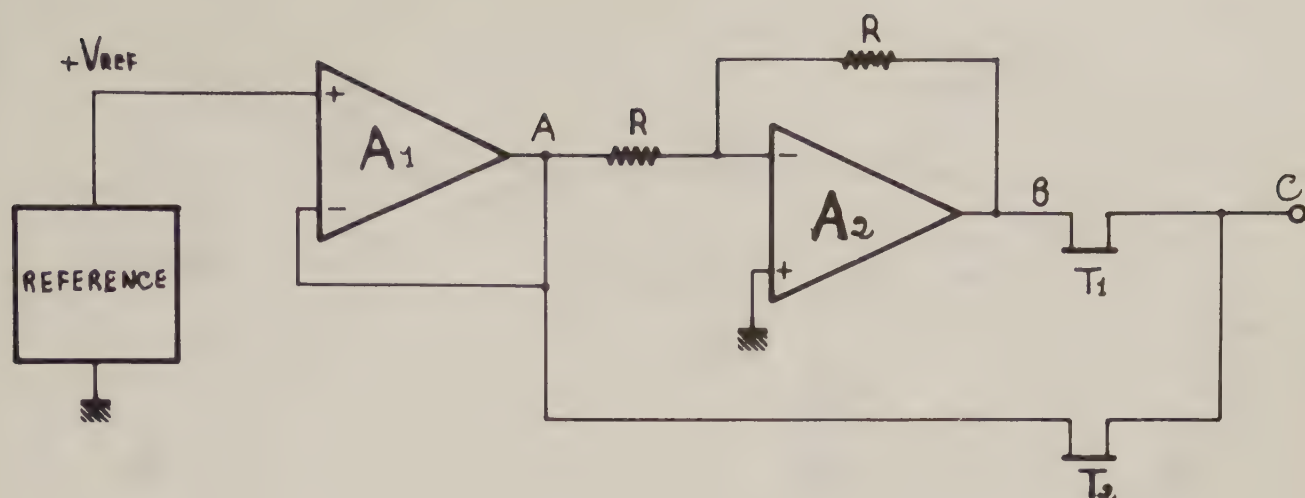


Fig. 28 Commutation de la polarité de référence par FET

Le schéma de la fig. 28 qui est une transposition du montage utilisé fréquemment avec des relais à lamelles n'est pas valable. L'idée est de recueillir en C, $-V$ référence lorsque T2 est OFF et T1 ON. En effet l'impédance de sortie n'est plus négligeable puisqu'elle est égale à la résistance ON de T1 et T2 soit 30 à 50 ohms. Or pour alimenter avec précision le réseau décimal et le réseau hybride cette impédance de sortie doit être de l'ordre de 1 à 10 milliohms.

Une autre possibilité, à priori séduisante, est celle que représente le schéma de la fig. 29. Le principe est de connecter l'amplificateur opérationnel A2 soit en inverseur de polarité avec son entrée + à la masse (1er cas), soit en inverseur de polarité pour une entrée et simultanément en non inverseur de polarité pour l'autre entrée, ce qui réalise un soustracteur (2ème cas).

Analysons ce circuit dans chacun de ces deux cas :

1er cas

Le transistor à effet de champ T est OFF. A2 est en configuration "inverseur" d'où :

$$V_2 = -\frac{R_2}{R_1} V_1 \quad \text{si } R_2 = R_1.$$

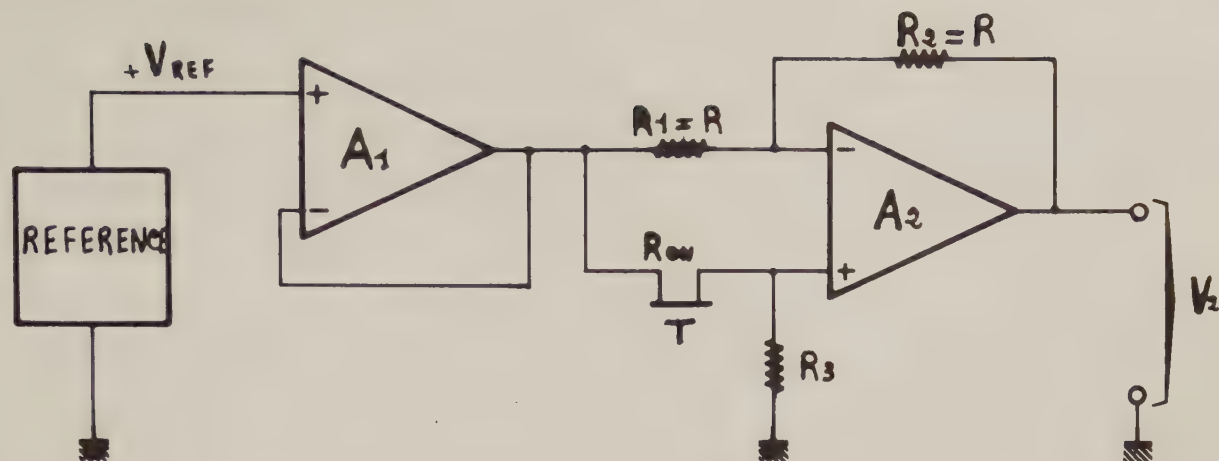


Fig. 29 Ampli opérationnel A2 monté en soustracteur.

L'impédance de sortie de V2 est de l'ordre du milliohm, ce qui est excellent.

2ème cas

Le transistor à effet de champ T est ON. L'amplificateur A2 a deux signaux d'entrée :

- V1 sur son entrée - par l'intermédiaire de R1
- V1 sur son entrée + par l'intermédiaire de T.

Nous avons alors :

$$(1) \quad V_2 = - \frac{R_2}{R_1} V_1 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) V_1 \times \left(\frac{R_3}{R_3 + R_{ON}} \right)$$

R_{ON} étant de l'ordre de 30 ohms, prenons $R_3 = 10$ mégohms, ce qui permet de négliger l'atténuation du pont diviseur $R_{ON} - R_3$ et d'assimiler :

$$\frac{R_3}{R_3 + R_{ON}} \quad \text{à } 1 \text{ avec une erreur de } 3 \cdot 10^{-6}$$

donc tolérable.

La formule (1) devient alors :

(2) $V_2 \neq V_1$ et ceci avec la même basse impédance de sortie de A2. Malheureusement la formule (2) n'est vraie qu'en prenant $R_3 = 10 \text{ M}\Omega$ ou plus. Or une valeur aussi élevée de R_3 est prohibitive pour quatre raisons :

- La résistance élevée de R3 produira à la sortie de V2 un bruit très important lorsque le FET T sera OFF (1er cas).
- Par suite de la grande valeur de R3 le temps d'établissement de la tension V2 à quelques 10^{-6} de sa valeur sera très long. (plusieurs millisecondes au lieu de 100 μ s souhaité) lorsqu'il s'agira de passer de + V1 à - V1.
- L'entrée + de A2 verra une résistance qui sera égale à R3 (10 mégohms) dans le 1er cas et égale à R_{ON} (30 ohms) dans le 2ème cas. Si le courant d'entrée de A2 est 100 picoampères, il en résultera une variation d'offset de $10^{-10} \times 10^7 = 10^{-3}$ volt ou 1 millivolt, au passage d'une polarité à l'autre. Bien entendu une telle valeur est inacceptable.
- Les résistances R1 et R2 seront considérablement plus faibles que R3. Ce déséquilibre d'impédance se traduira par un temps d'établissement très long.

Le fait de choisir pour T un F.E.T. de faible résistance ON mais de coût élevé diminuerait les difficultés sans les supprimer car les quatre phénomènes cités ci-dessus subsistent encore pour :

$$R3 = 1 \text{ M}\Omega$$

Une troisième possibilité consiste à adopter le schéma de la fig. 30 en remplaçant le relais 2 RT (deux contacts repos et deux contacts travail) par quatre transistors à effet de champ commandés en synchronisme deux à deux. L'utilisation d'un véritable amplificateur différentiel à haute impédance d'entrée supprime toute erreur due à la résistance ON des FET. Malheureusement les références de tensions actuelles sont toujours constituées par des diodes zener "vieillies" et "compensées", et nécessitant une alimentation. Cette dernière doit être du type "flottant", c'est-à-dire qu'elle doit être isolée de l'alimentation générale.

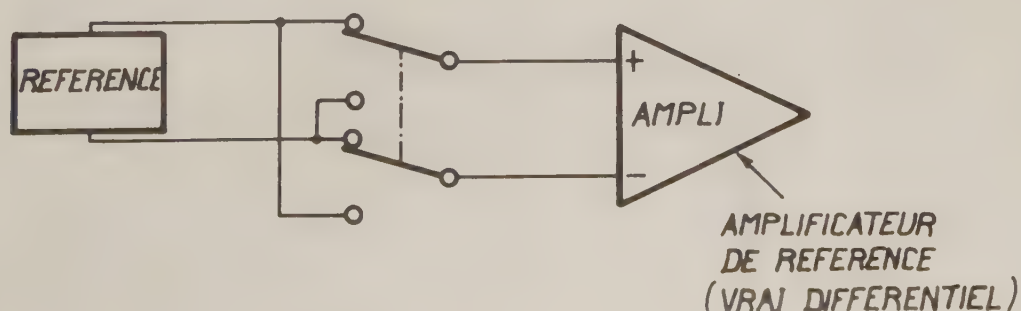


Fig. 30 Référence flottante

Une telle exigence entraîne une augmentation importante du prix de revient du voltmètre et de plus est la source de difficultés techniques pour la perfection d'isolement des deux alimentations.

III.2.2. Circuit de commutation rapide de polarité

Pour résoudre de façon satisfaisante le problème précédemment exposé, nous proposons une double utilisation du schéma de la fig. 31.

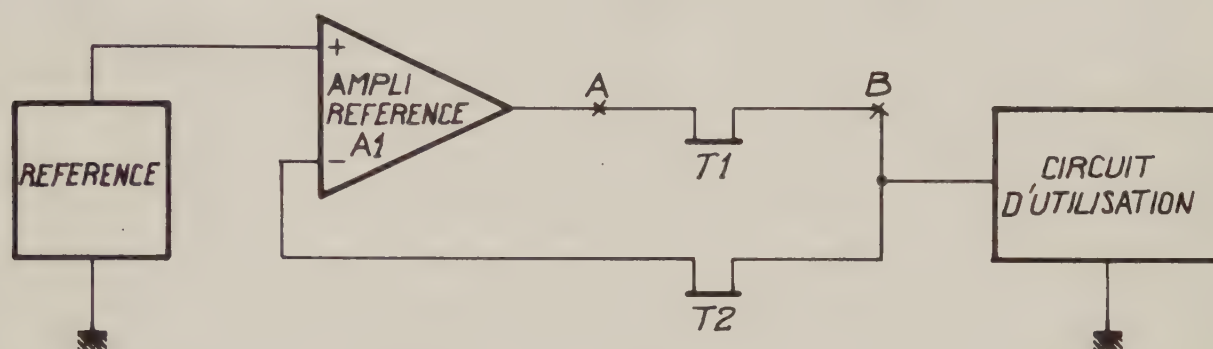


Fig. 31 Commutation à basse impédance

Si nous souhaitons commuter ou non la sortie de l'amplificateur de référence vers un circuit d'utilisation, il faut un FET T1, mais alors la faible impédance de sortie qui était disponible en A disparaît. Pour la retrouver il suffit de commuter en même temps que T1, un second FET T2 dans le circuit de contre-réaction, alors l'impédance de sortie R_{ON} est divisée par le gain de boucle de A1 et devient de l'ordre du milliohm. En doublant le nombre de FET nous obtenons le circuit de la fig. 32, dont nous allons maintenant expliquer le fonctionnement.

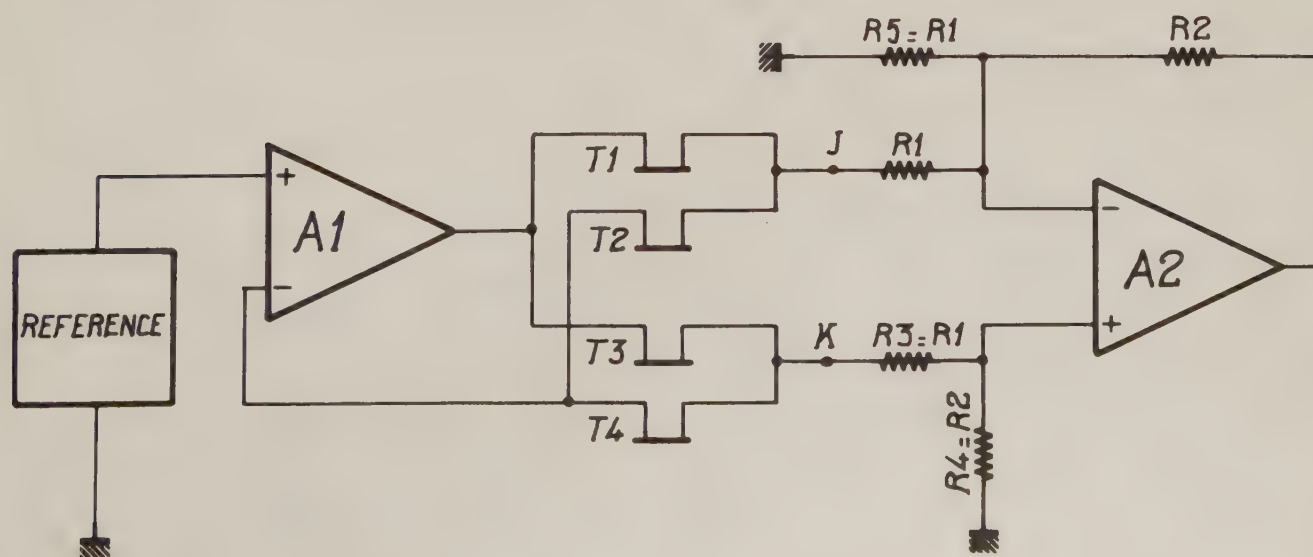


Fig. 32 Circuit de Polarité.



1er état : T1 et T2 ON T3 et T4 OFF.

Le schéma équivalent est celui de la fig. 33

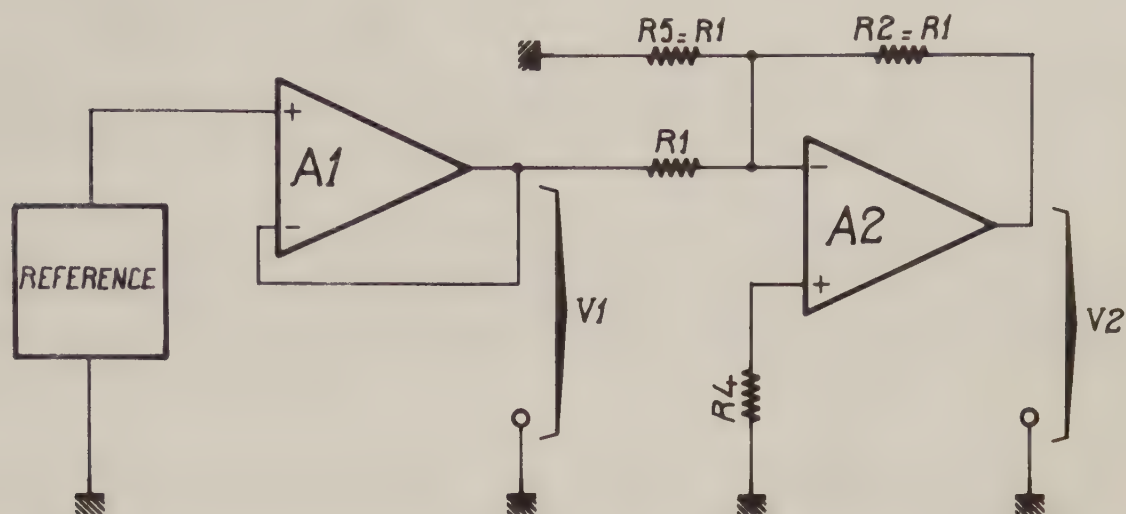


Fig. 33 Schéma équivalent du 1er état

Nous avons dans ce cas :

$$V2 = - \frac{R2}{R1} (V1 + 0) = - \frac{R2}{R1} V1$$

Si $R2 = R1$

$$V2 = - V1$$

2ème état : T1 et T2 OFF T3 et T4 ON

Le schéma équivalent est celui de la fig. 34

L'équation donnant V2 est la suivante :

$$(3) \quad V2 = V1 \left(\frac{R4}{R3 + R4} \right) \left(1 + \frac{R2}{R5} \right)$$

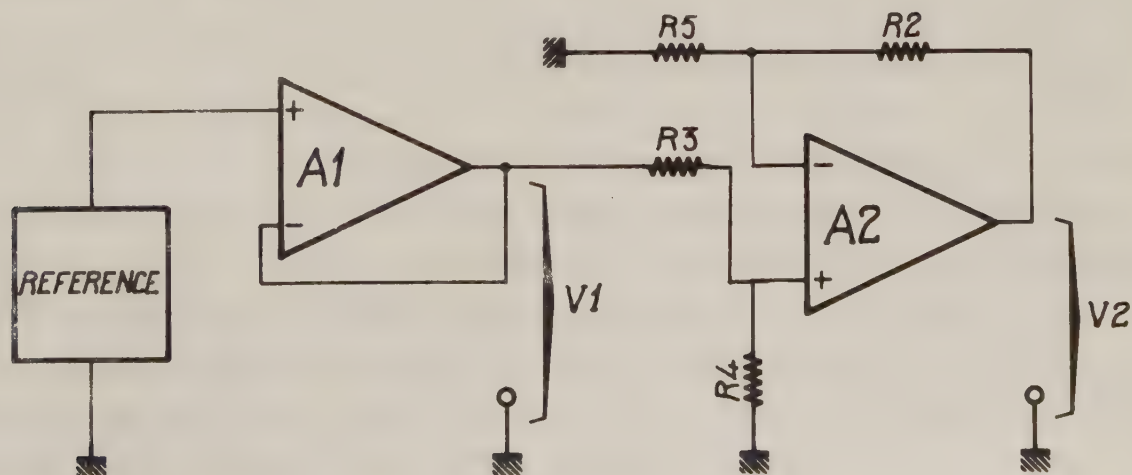


Fig. 34 Schéma équivalent du 2ème état



Si nous faisons $R1 = R2 = R3 = R4 = R5$ l'équation (3) devient :

$$V2 = V1 \left(\frac{1}{2}\right) (1 + 1) = V1$$

Nous recueillons ainsi à la sortie de A2 soit $V1$ soit $-V1$ et l'impédance de sortie est très faible dans les deux cas.

Ce second perfectionnement permet donc une commutation rapide et précise de la polarité de la tension de référence et n'exige aucune résistance élevée. En outre, un tel circuit s'allie d'heureuse façon au réseau hybride.

III.3 - Problème des amplificateurs à très faible dérive et sa solution =====

III.3.1. Difficulté d'allier vitesse et faible dérive

L'élément de base d'un voltmètre numérique de grande précision est sans aucun doute l'amplificateur et ceci pour plusieurs raisons :

- La première est qu'un voltmètre de classe comporte au moins quatre ou cinq amplificateurs performants.
- La seconde c'est que la tension à mesurer ou les tensions de référence traversent bien souvent deux ou trois étages d'amplification, or les erreurs et les dérives récupérées à chaque étage peuvent se cumuler.
- La troisième c'est que le comportement en température et à long terme dépend principalement de la qualité des amplificateurs. D'où le caractère impérieux de concevoir des amplificateurs très performants notamment en ce qui concerne la dérive et le gain de boucle, ce dernier déterminant la linéarité et la précision. Pour des signaux continus les amplificateurs stabilisés par choppers donnent satisfaction quant à la dérive. Par contre il n'en est plus de même s'il est nécessaire de commuter rapidement les tensions analogiques. Il est alors quasi indispensable de choisir un amplificateur du type différentiel qui permet un fonctionnement correct à fréquence élevée. Malheureusement la dérive à long terme est incontrôlable avec ce type d'amplificateur. Avant d'exposer la solution que nous proposons nous expliquerons brièvement les deux procédés que nous venons d'évoquer.

III.3.1.1. Amplificateurs stabilisés par "choppeurs"

Remarque :

Nous utilisons le mot "choppeur" comme traduction du terme anglo-saxon "chopper".

La technique des amplificateurs stabilisés par choppeurs repose sur le montage de GOLDBERG que nous donnons fig. 35.

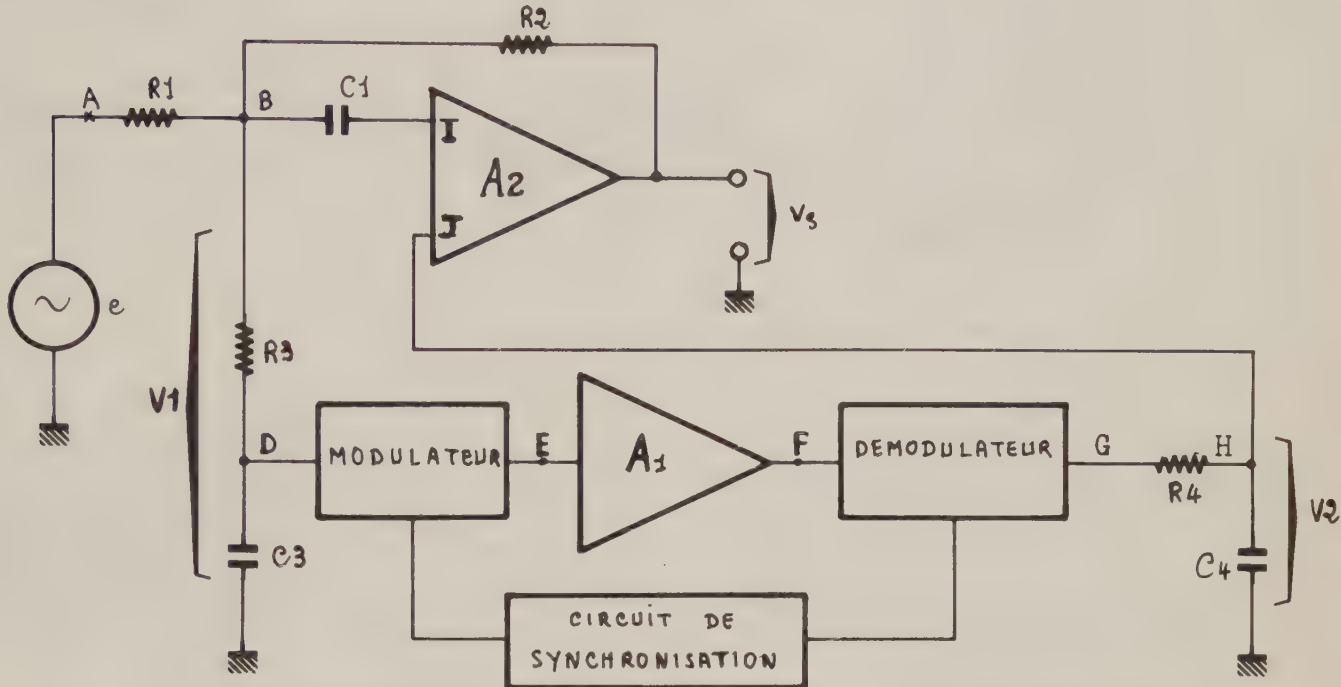


Fig. 35 Montage de GOLDBERG

Avant d'analyser ce circuit rappelons que son but est d'amplifier sans dérive des signaux continus ou alternatifs. Son principe repose sur le fait qu'un signal analogique quelconque peut être considéré comme la superposition de deux signaux :

- un signal continu de variation dans le temps nulle ou lente.
- un signal alternatif correspondant à des fréquences élevées mais n'ayant aucune composante continue, donc susceptible d'être amplifié par un amplificateur alternatif, c'est-à-dire à liaisons capacitives.

Une telle décomposition du signal d'entrée permet son amplification à l'aide de deux types d'amplificateurs : un amplificateur A1 conçu pour amplifier la composante continue et un amplificateur A2 adapté à l'amplification des signaux de fréquence relativement élevée. D'où les deux voies d'amplification du montage de Goldberg.

- voie continue : R1 - R3 - Modulateur - A1 - démodulateur - R4 - A2
- voie alternative : R1 - C1 - A2.



Le modulateur et le démodulateur commandés par un circuit de synchronisme servent à "découper" la composante continue afin de l'amplifier par A2 et de restituer par le filtre R4C4 un signal continu amplifié.

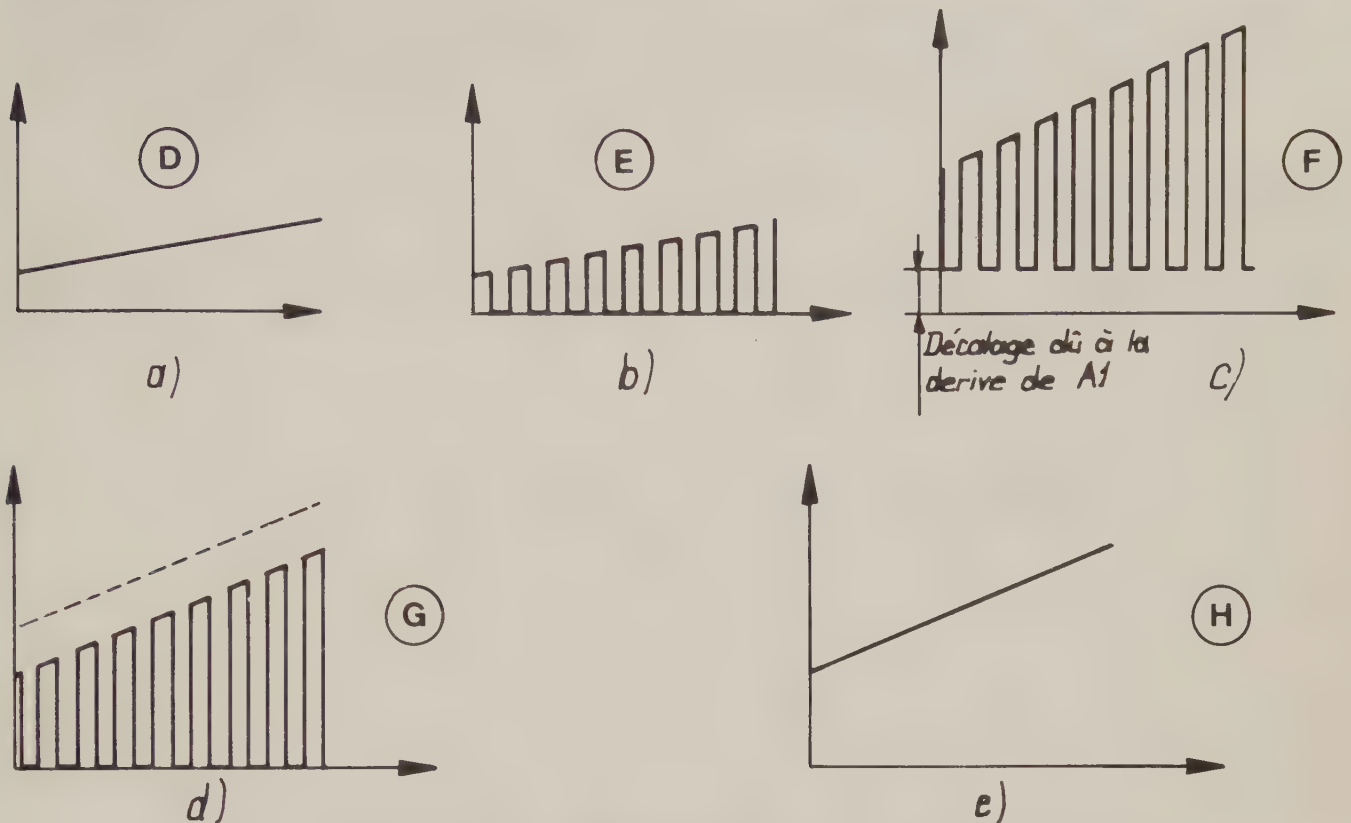


Fig. 36 Modulation - Amplification - Démodulation

A1 étant utilisé en amplificateur alternatif sa dérive n'intervient pas. Par contre celle de A2 intervient. Cependant le signal continu a été préalablement amplifié par le gain G de la chaîne DEFHJ. Lorsque l'amplificateur à choppeurs, c'est-à-dire le circuit global, est en boucle ouverte nous avons :

$$v_B = e \text{ tension d'entrée}$$

$$v_J = Ge$$

$$v_S = GAe \text{ si A est le gain en boucle ouverte de A2}$$

La graphe de fluence du circuit, pour ce qui concerne la composante continue, est alors d'une extrême simplicité comme l'indique la fig. 37.

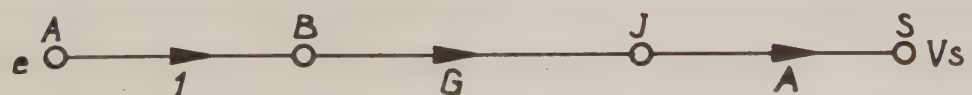


Fig. 37 Graphe de la chaîne d'amplification continue ouverte.



Sur ce schéma où il n'y a qu'un parcours direct nous retrouvons bien :

$$v_S = GAe$$

La dérive de A2 se rapportant à la voie continue peut être considérée comme une tension ΔV en série avec l'entrée J. La contre-réaction apportée par R1 et R2 et dont le taux est :

$$\beta = \frac{R1}{R1 + R2} \quad \text{transfère un pourcentage du signal}$$

de sortie (βv_S) vers l'entrée, ce qui représente le graphe de la fig. 38.

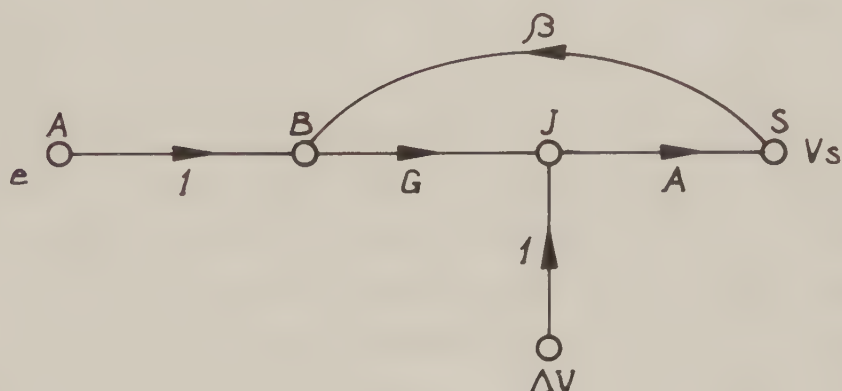


Fig. 38 Graphe du fluence pour la voie continue

De ce graphe nous tirons immédiatement :

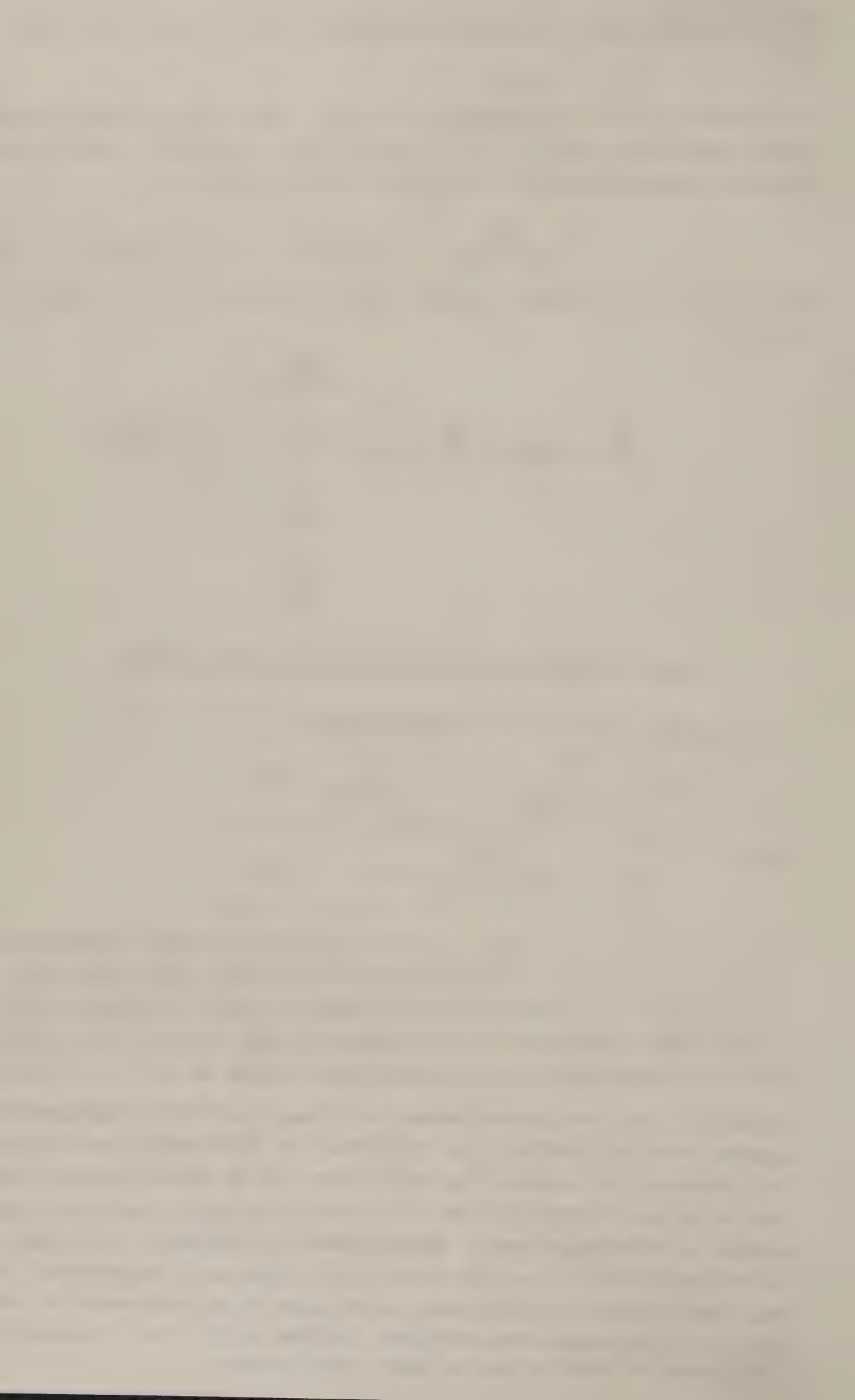
$$v_S = \frac{GA}{1 - \beta GA} e + \frac{A}{1 - \beta GA} \Delta V$$

soit :

$$v_S = \frac{GA}{1 - \beta GA} \left(e + \frac{\Delta V}{G} \right)$$

Cette formule nous montre que par rapport au signal d'entrée e , la dérive ΔV de A2 est divisée par G et ceci quelle que soit la provenance de la dérive. Un tel circuit permet d'obtenir une dérive à long terme inférieure à 10 microvolts sur 6 mois et un coefficient de température de la dérive de l'ordre de 0,2 à 0,3 ppm/°C.

Toutefois des impulsions parasites d'amplitude non négligeable apparaissent en sortie à la fréquence de découpage c'est-à-dire à la fréquence de commande du modulateur et du démodulateur. Pour que le signal disponible en S soit utilisable il faut donc une fréquence de découpage basse, généralement inférieure à quelques centaines de Hertz. Or un tel circuit n'a plus un comportement correct pour des signaux de fréquence supérieure à la fréquence de découpage. De plus l'impédance d'entrée est limitée à $R1$. D'où l'impossibilité d'utiliser de tels circuits dans notre projet.



III.3.1.2. Amplificateurs à entrée différentielle

Beaucoup plus satisfaisants en ce qui concerne le fonctionnement en fréquence élevée sont les amplificateurs dits à "entrée différentielle", par abus de langage puisqu'ils ne permettent pratiquement jamais leur utilisation en montage véritablement différentiel car alors ils seraient en boucle ouverte et aucune précision ne serait possible. Leurs deux caractéristiques fondamentales sont :

- d'une part, d'être à liaison directe donc d'amplifier toutes les fréquences comprises entre le continu et la fréquence de coupure à - 3 décibels.

- d'autre part, de posséder comme premier étage d'amplification une paire différentielle c'est-à-dire un transistor double, soit de transistors à jonctions soit de transistors à effet de champ.

Le secret des dérives relativement faibles, qu'il est possible d'obtenir avec ces amplificateurs réside dans ce montage. Les deux transistors sont appairés judicieusement de sorte que leurs variations de courant soient identiques : il s'ensuit que la tension différentielle sur leurs drains ou leurs collecteurs est relativement insensible à la température.

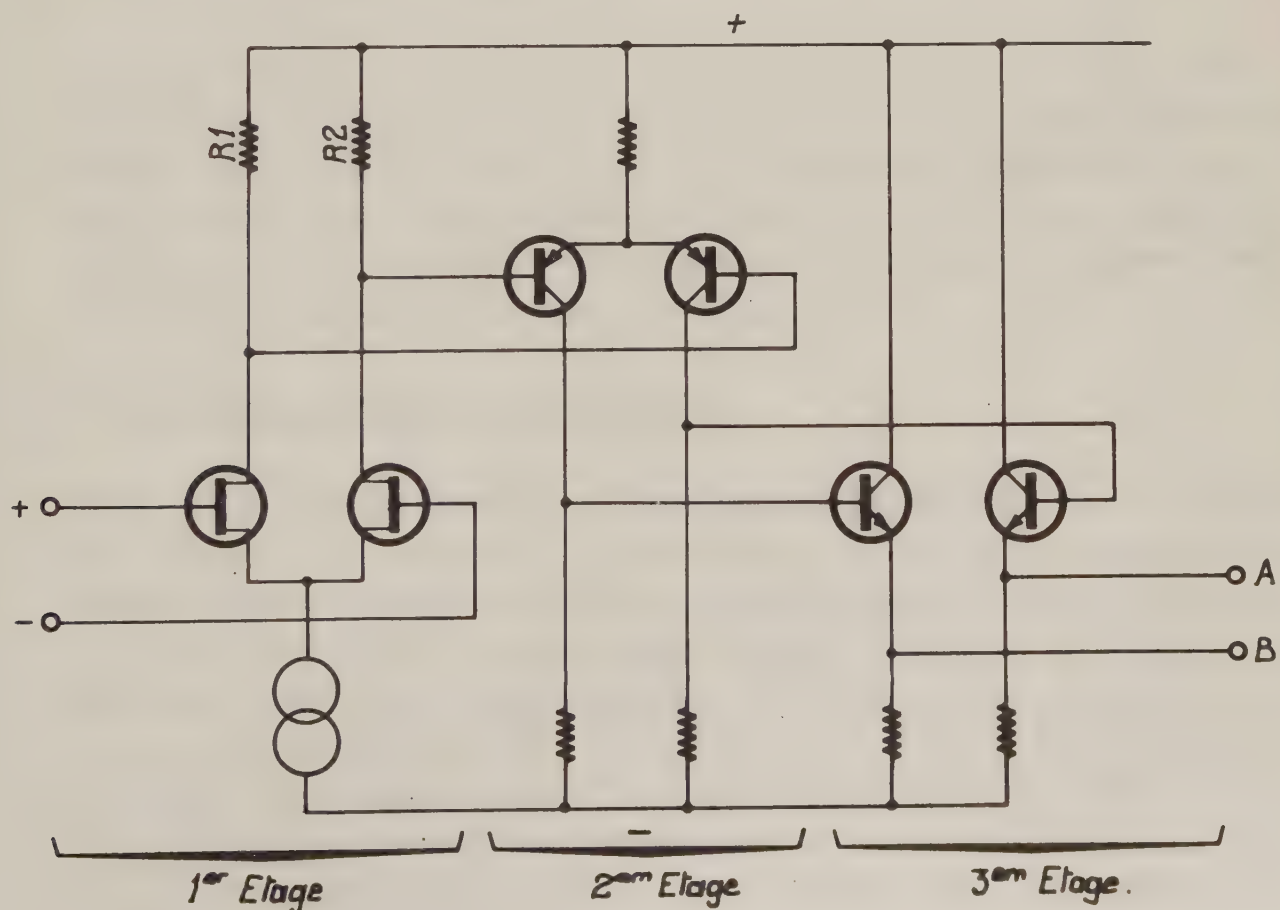


Fig. 39 Premiers étages d'un amplificateur différentiel.



Ce premier étage différentiel (ou symétrique) est généralement suivi d'un second étage différentiel et souvent d'une paire de transistors montés en collecteur commun.

La tension différentielle disponible en A et B est ensuite envoyée sur un étage particulier assurant la liaison entre le dernier étage symétrique et le premier étage dissymétrique. Généralement ce dernier est suivi d'un second étage amplificateur dissymétrique et ensuite d'un étage de puissance dit "Buffer".

De par sa constitution il s'ensuit qu'un amplificateur différentiel ainsi conçu donne un fonctionnement correct pour des signaux de fréquence élevée, tout en assurant un coefficient de température faible, de l'ordre de 0,3 à 1 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$. Toutefois, le vieillissement des deux transistors de la paire d'entrée n'est jamais identique ce qui occasionne une dérive du zéro appelé "offset" pouvant atteindre 100 à 300 microvolts en 6 mois, ce qui n'est pas tolérable pour un voltmètre de haute précision, qui doit rester conforme aux spécifications annoncées par le fournisseur, sans qu'il soit nécessaire de réétalonner l'appareil tous les 6 mois ou tous les ans.

De tels amplificateurs ne peuvent donc pas être retenus pour notre projet de voltmètre. Aussi pour sortir de cette impasse nous avons conçu un procédé original de correction de dérive qui, dans une version plus universelle que celle que nous allons décrire, a fait l'objet d'une déposition de brevet (Brevet SERCEL n° 6916512 Inventeur Michel AUMIAUX).

III.3.2. Procédé de correction de dérive

Dans un voltmètre numérique les amplificateurs ne sont sollicités que pendant la durée de la conversion. Il est alors possible de faire précéder cette conversion analogique-numérique proprement dite par une phase que nous appellerons phase de correction de dérive et qui sera utilisée pour corriger automatiquement la dérive des amplificateurs. Cette correction devra être efficace en vue de la "Phase Mesure" (qui évidemment correspondra à la conversion suivie de l'affichage de la valeur numérisée). Pour ce faire les amplificateurs seront conçus selon un schéma un peu particulier que nous donnons fig. 40.

Ce schéma se compose de trois sections d'amplification :



- une première section constituée par un amplificateur différentiel A1 de gain $G1$: $V_B = G1 (V_{E1} - V_{E2} + \Delta V1)$ si $\Delta V1$ est la dérive de A1. Notons que si $E1 = E2 = \Delta V1 = 0$ on a $V_B = 0$.

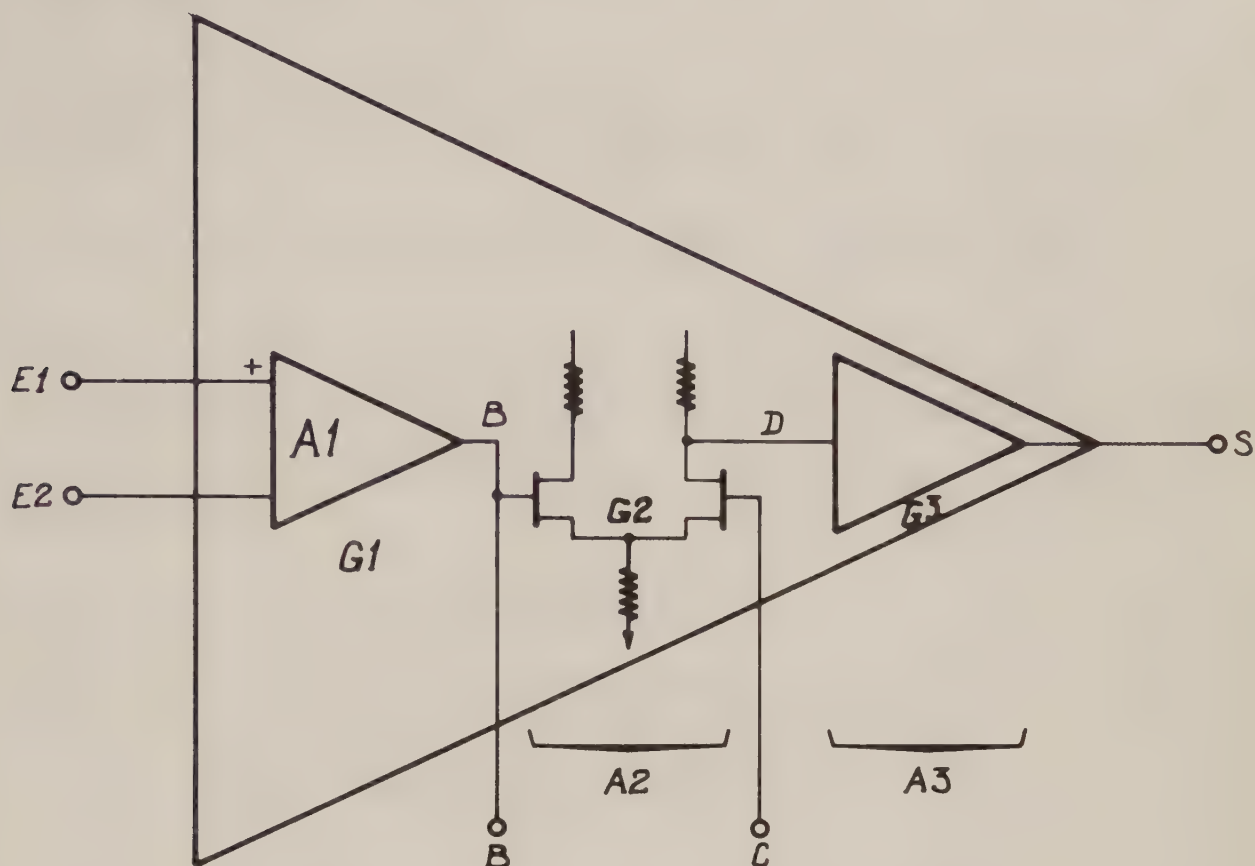


Fig. 40 Amplificateur à correction de dérive

- une seconde section constituée par un étage symétrique de gain $G2$, en l'occurrence un transistor double à effet de champ. L'une des entrées de cette paire différentielle est C : elle est accessible de l'extérieur et nous verrons qu'elle sera portée à un potentiel judicieux pour corriger la dérive de A1.
- une troisième section composée d'un simple amplificateur A3 non différentiel.

Le gain en boucle ouverte de notre amplificateur A composé de A1, A2 et A3 en cascade est bien entendu $G1G2G3$. Si les trois sections étaient parfaites et en particulier n'avaient pas de dérive nous aurions :

$$V_S = 0 \text{ pour } V_{E1} = V_{E2} = V_C = 0$$

Malheureusement ces étages A1, A2, A3 ont des dérives respectives $\Delta V1$, $\Delta V2$ et $\Delta V3$.



Diagram illustrating the structure of the human body, showing the internal organs and their relative positions.

The diagram illustrates the structure of the human body, showing the internal organs and their relative positions. It is a complex drawing, likely a medical illustration, showing the internal organs and their relative positions. The drawing is oriented vertically, with the head at the top and the feet at the bottom. The internal organs are shown in a simplified manner, with lines indicating their shape and position. The drawing is a black and white illustration, and the text is in a serif font. The overall appearance is that of a medical textbook or journal article from the early 20th century.

Etudions donc l'influence de ces dérives :

$$VB = G1 (VE1 - VE2 + \Delta V1)$$

$$VD = G2 (VB - VC + \Delta V2)$$

$$VS = G3 (VD + \Delta V3)$$

d'où

$$VS = G3G2 (VB - VC + \Delta V2) + G3 \Delta V3$$

$$VS = G3G2G1 (VE1 - VE2 + \Delta V1) - G3G2 (VC - \Delta V2) + G3 \Delta V3$$

$$(5) \quad VS = G1G2G3 \left[(VE1 - VE2) + \Delta V1 + \frac{\Delta V2}{G1} + \frac{\Delta V3}{G1G2} - \frac{VC}{G1} \right]$$

La formule (5) nous montre que si $G1$ est suffisamment grand ($G1 > 1000$) les termes $\frac{\Delta V2}{G1}$ et $\frac{\Delta V3}{G1G2}$ deviennent négligeables devant $\Delta V1$ en supposant que $\Delta V2$ et $\Delta V3$ ne soient pas considérablement supérieurs à $\Delta V1$.

($\Delta V2$ et $\Delta V3 \leq 10 \Delta V1$ par exemple)

La formule (5) s'écrit dans cette hypothèse :

$$(6) \quad VS \approx G1G2G3 \left[(VE1 - VE2) + \Delta V1 - \frac{VC}{G1} \right]$$

pour que VS soit proportionnel à $E1 - E2$ et indépendant de $\Delta V1$ il faut et il suffit que l'on ait :

$$\Delta V1 - \frac{VC}{G1} = 0 \text{ soit :}$$

$$(7) \quad \boxed{VC = G1 \Delta V1}$$

Cette égalité (7) devra être vraie pendant toute la durée de la mesure c'est-à-dire pendant la phase mesure. Or cette tension $G1 \Delta V1$ n'est autre que la tension disponible au point B lorsque les entrées $E1$ et $E2$ sont à la masse. Il suffit donc pendant la phase correction de mesure de mettre $E1$ et $E2$ à la masse, de prélever la tension VB et de la mettre en mémoire de manière à réintroduire cette tension en C pendant la phase mesure.

Cette procédure d'échantillonnage-bloquage est alors d'une extrême simplicité par suite de la conception même de notre amplificateur. La sortie de $A1$ étant à basse impédance peut charger à la tension $G1 \Delta V1$ un condensateur $C1$ par l'intermédiaire d'un commutateur à FET $T1$ pendant la phase correction de mesure. L'entrée C de la

paire différentielle à FET étant à très haute impédance peut être connectée directement à C1 par un commutateur à FET T2 pendant la phase Mesure (fig. 41). L'ouverture de T6 et la fermeture de T4 met l'entrée E2 au potentiel 0 et l'amplificateur A en boucle ouverte. Dans le cas de plusieurs amplificateurs en cascade, il est indispensable que la sortie S d'un amplificateur soit maintenue au potentiel zéro car elle sert d'entrée pour l'étage suivant.

Pour ce faire nous ajouterons au circuit le FET T7 qui sera OFF pendant la correction de dérive.

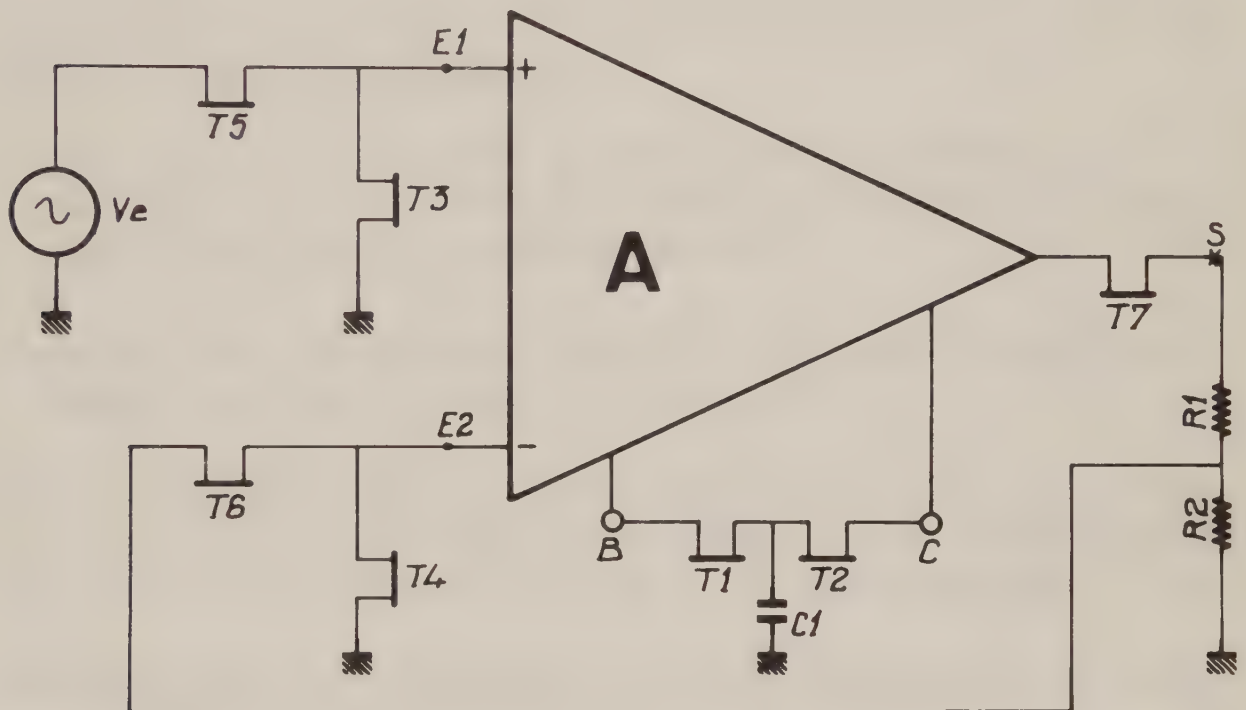


Fig. 41 Amplificateur non inverseur avec ses éléments de correction de dérive.

Cette fig. 41 représente notre amplificateur A monté en non inverseur de gain $G = \frac{R1 + R2}{R2}$ avec l'ensemble de ses éléments de correction de dérive.

Reprenons l'ensemble des opérations pendant les deux phases :

Phase correction de dérive

T3, T4, T1 ON ; T5, T6, T2, T7 OFF.

L'amplificateur A est en boucle ouverte. Les entrées E1 et E2 sont réunies à la masse. Le commutateur T1 charge C1 à la tension

$$V_B = G1 \Delta V1.$$

Phase Mesure

T5, T6, T2, T7 ON ; T3, T4, T1 OFF.

L'amplificateur A se retrouve bouclé en gain de $\frac{R2 + R1}{R2}$.

La tension d'entrée v_e est appliquée sur son entrée + par T5. Le FET T2 connecte la borne C au condensateur C1 ce qui a pour effet d'imposer :

$$V_C = G1. \Delta V1$$

La dérive de la section A1 est totalement corrigée. Quant aux dérives de A2 et A3 leur effet est négligeable. L'amplificateur A fonctionne alors comme si sa dérive était nulle tant que la tension aux bornes de C1 reste constante. Cette tension $G1. \Delta V1$ varie en effet pour deux raisons :

- d'une part, cette tension se décharge très lentement par la résistance de fuite de T1 et l'impédance d'entrée de l'étage différentiel à FET (deuxième section).
- d'autre part, le courant d'entrée de cet étage différentiel charge à courant constant le condensateur C1.

Ce deuxième phénomène est de beaucoup le plus important. Il importe donc de choisir comme paire différentielle à FET un transistor à très faible courant d'entrée I (10 pA par exemple).

Calculons alors la variation ΔV de potentiel au bout du temps Δt .

$$\Delta V = \frac{1}{C} \int_0^t I dt$$

Le courant I est constant ce qui permet d'écrire :

$$\Delta V = \frac{I}{C} \int_0^t dt$$

ou

$V = \frac{I}{C} \Delta t$

Prenons une tension d'offset moyenne de 100 μ V et un gain G1 de 1000.

Ceci nous donne : $G1 \cdot \Delta V1 = 1000 \cdot 10^{-4} = 0,1$ volt

Pour une bonne correction de dérive il est souhaitable que cette tension ne varie pas de plus de 2 % ce qui donne :

$$\Delta V = 0,1 \times \frac{2}{100} = 2 \cdot 10^{-3}$$

Choisissons pour C la valeur de 0,1 microfarad ce qui permet une bonne qualité de condensateur (faible fuite) un encombrement raisonnable et un faible coût. Dans ces conditions notre correction de dérive sera correcte pendant un temps ΔT égal à :

$$\Delta t = \frac{C}{I} \Delta V = \frac{0,01 \cdot 10^{-6}}{10^{-11}} \times 2 \cdot 10^{-3}$$

$$\Delta t = \frac{0,2 \cdot 10^{-9}}{10^{-10}} = 2 \text{ secondes}$$

En fait pour des températures de l'ordre de + 50°C le courant I sera beaucoup plus élevé, car il double tous les 10°C. En prenant donc I = 100 pA au lieu de 10 pA nous obtenons encore :

$\Delta t = 200 \text{ millisecondes}$
--

ce qui est excellent pour notre projet.

Un tel procédé de correction de dérive permet d'obtenir une dérive en température de l'ordre de 0,2 à 0,3 microvolt /°C et une dérive à long terme inférieure à 10 microvolts sur 6 mois. La bande passante de l'amplificateur A peut être de plusieurs Mégahertz en gain de 1. Un tel amplificateur répond donc tout à fait à nos spécifications.

L'association de ces trois perfectionnements dus à des circuits originaux n'existant à notre connaissance dans aucun des voltmètres disponibles sur le marché mondial apporte une amélioration importante des performances des voltmètres numériques quant à la précision et la rapidité de la conversion.

Le schéma global de notre projet de voltmètre numérique est donné sur la fig. 42. Sur cette figure nous remarquerons que chaque amplificateur est muni de ses éléments de correction de dérive. En particulier des transistors à effet de champ ont été ajoutés à chaque fois qu'il a été nécessaire de le faire pour assurer :

- la commutation au potentiel zéro des entrées des amplificateurs.
- la mise en boucle ouverte de l'amplificateur.

Pour une meilleure compréhension du schéma nous avons entouré d'un cercle les transistors à effet de champ qui sont ON pendant la correction de dérive.

Le comparateur possède en parallèle sur sa résistance de contre-réaction un limiteur symétrique l'empêchant de se saturer. Z1 et Z2 sont des diodes Zener de 6,2 volts. D1 et D2 sont des diodes au silicium rapides. Lorsque, pendant la phase mesure, la tension de sortie du comparateur atteint 6,2 volts + 0,7 volt = 6,9 volts, la diode Zener Z1 et la diode D1 sont conductrices. La somme de leurs résistances dynamiques devient voisine de 100 ohms et cette résistance shunte la résistance de contre-réaction en diminuant considérablement le gain du comparateur.

Sur la Fig. 42 figure également un amplificateur d'entrée servant d'adaptateur d'impédances. En effet le schéma de la fig. 26 sur lequel nous avons représenté la tension à mesurer par une pile de résistance nulle ne fonctionne plus correctement si la grandeur à mesurer n'est pas délivrée sous une impédance nulle. Aussi il est nécessaire d'intercaler un amplificateur de gain 1 à haute impédance d'entrée.

III.4 Améliorations secondaires

=====

III.4.1. Gamme de 20 volts au lieu de 10 volts

La grande majorité des voltmètres numériques possède une gamme standard de 10 volts. Pour effectuer la mesure d'une tension d'entrée de 12 volts par exemple, il est nécessaire de placer un atténuateur de 1/10e à l'entrée du voltmètre, ce qui donne alors une gamme 100 volts. Malheureusement ceci réduit considérablement la précision de notre mesure puisque nos 12 volts ne seront connus qu'avec une précision de 1.10^{-4} environ alors qu'une tension de 9 V

sera connue avec une précision de l'ordre de 1.10^{-5} .

9.	0	0	0	0
----	---	---	---	---

Gamme 10 volts

1	2.	0	0	0
---	----	---	---	---

Gamme 100 volts

Aussi est-il intéressant de posséder une gamme 20 volts. Pour cela il est nécessaire d'ajouter une fenêtre de visualisation. Toutefois celle-ci ne devra posséder que deux chiffres 0 et 1 si on se limite à des tensions de $\pm 19,999$ volts. Dans ce cas les 12 volts s'afficheront :

1	2.	0	0	0	0
---	----	---	---	---	---

et seront donc mesurés avec une précision d'au moins 1.10^{-5} . Toutefois une difficulté apparaît dans les amplificateurs. En effet le prix de revient d'un amplificateur susceptible de délivrer ± 20 volts est beaucoup plus élevé que celui d'un amplificateur ne devant fournir à sa sortie que ± 10 volts pour la raison suivante :

- les transistors à jonction et surtout les transistors à effet de champ ont des tensions de claquage VC d'environ 35 à 40 V. Au-delà de cette valeur les semi-conducteurs courants ne fonctionnent plus en régime linéaire (fig. 43).

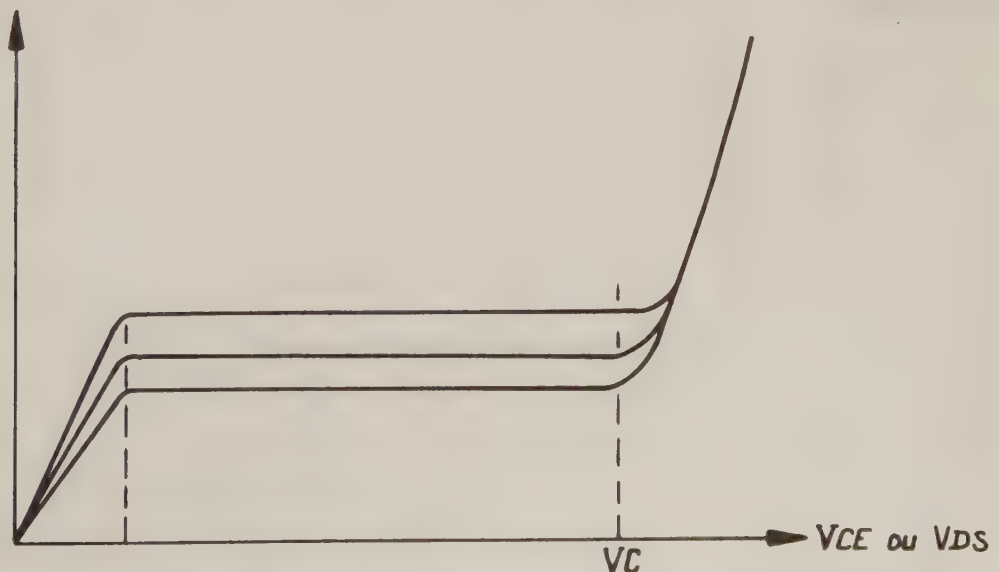


Fig. 43

Il importe donc de ne jamais atteindre cette tension V_C . Or une tension de sortie de ± 10 volts donne 20 volts d'excursion. Pour que le point de fonctionnement n'atteigne pas la région non linéaire il faut que l'on ait $V_{CE} \geq 3$ volts ou $V_{DS} \geq 5$ volts environ. La tension maximum V_{CE} ou V_{DS} sera alors 23 ou 25 volts ce qui est inférieur à la limite permise et le fonctionnement est correct.

Par contre pour une tension d'excursion de ± 20 volts en sortie, la tension maximum V_{CE} (pour un transistor à jonction) ou V_{DS} (pour un transistor à effet de champ) sera 43 ou 45 volts. Pour un fonctionnement correct il faudra prendre des transistors particuliers avec une tension de claquage d'au moins 50 volts.

Il est évident que les FET de correction de dérive placés à l'entrée ou à la sortie de ces amplificateurs devront aussi avoir des tensions de claquage élevées. D'où l'augmentation de prix notable.

Pour éviter cet inconvénient, ou plutôt le réduire, nous proposons de n'utiliser qu'un seul amplificateur avec une excursion d'entrée et de sortie de ± 20 volts, c'est bien entendu l'amplificateur d'entrée. Pour cela nous utilisons un poids de référence de ± 10 volts que nous appelons "Poids 10 volts".

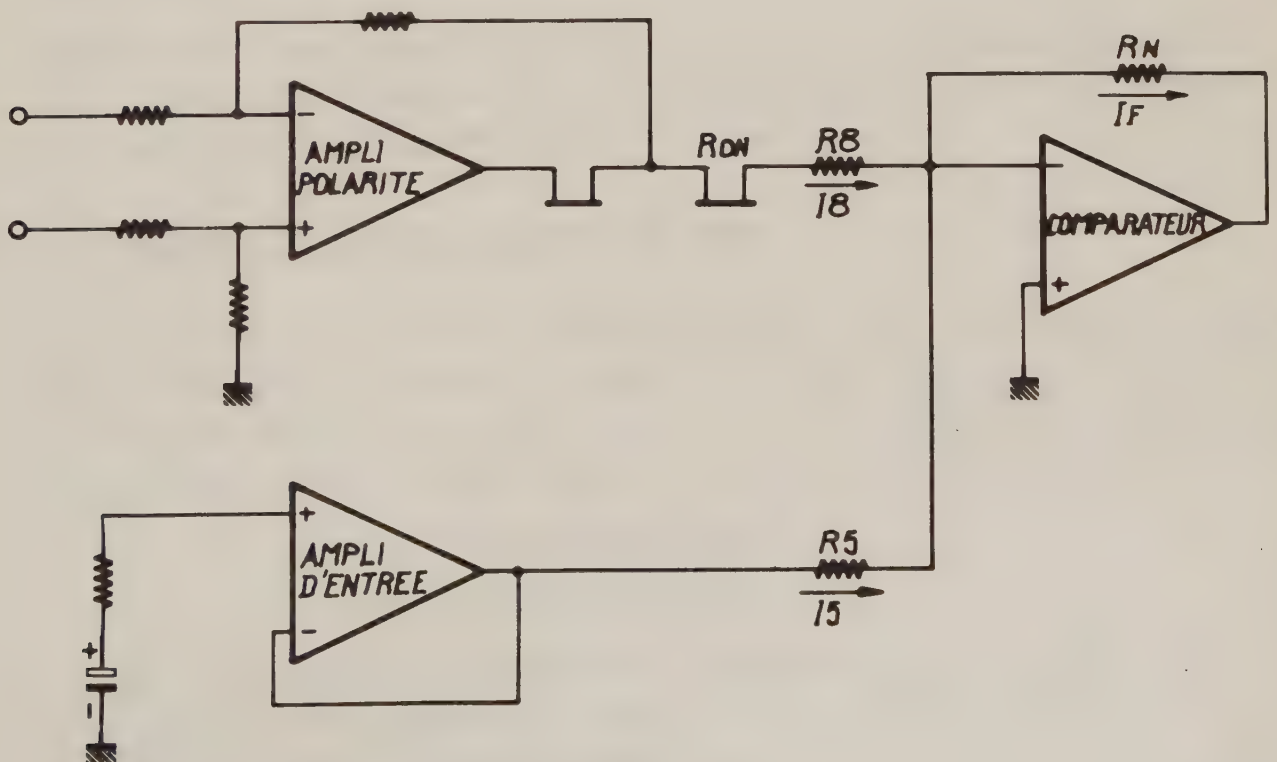


Fig. 44

Ce poids de référence provoquera dans la résistance R_N du comparateur un courant I_8 de polarité opposé à I_5 . Ce courant pourra donc être fourni à partir de la sortie de l'amplificateur de polarité comme l'indique la fig. 44. Une tension d'entrée de + 10,0000 volts devra entraîner un courant nul dans R_N lorsque le poids 10 volts sera commuté.

La sortie de l'amplificateur de polarité étant de neuf volts nous devons avoir :

$$\frac{9}{R_8 + R_{ON}} = \frac{10}{R_5}$$

ou $\boxed{R_8 + R_{ON} = 0,9 R_5}$

Pour éviter les inconvénients du coefficient de température élevé de la résistance R_{ON} du transistor à effet de champ, nous mettrons ce dernier dans une petite enceinte thermostatée prévue pour mettre un seul transistor (four Klaxon, par exemple). La température sera maintenue constante et égale à 65°C pour un fonctionnement correct entre + 5°C et + 50°C. Notons qu'ici il n'y a pas de problème d'appairage comme dans le réseau DCB.

Ainsi pour une augmentation très minime du nombre de composants nous avons transformé notre voltmètre 100.000 points de mesure en un voltmètre 200.000 points de mesure.

III.4.2. Gamme 2 volts en version de base

La correction de dérive permet d'obtenir pour chaque amplificateur et notamment pour l'amplificateur d'entrée une dérive à long terme inférieure à 10 microvolts. Ce chiffre est précisément la résolution d'une gamme 2 volts pleine échelle ou plus exactement :

1.	9	9	9	9	9	volt
----	---	---	---	---	---	------

Il est alors possible de donner un gain de 10 à l'amplificateur d'entrée ce qui assure une gamme 2 volts, très précieuse pour la mesure de faibles tensions comme celles délivrées par des thermocouples. Cette amélioration notable des possibilités du voltmètre que nous proposons ne nécessite en contre-partie que 2 transistors à effet de champ et deux résistances de précision comme le montre la fig. 45

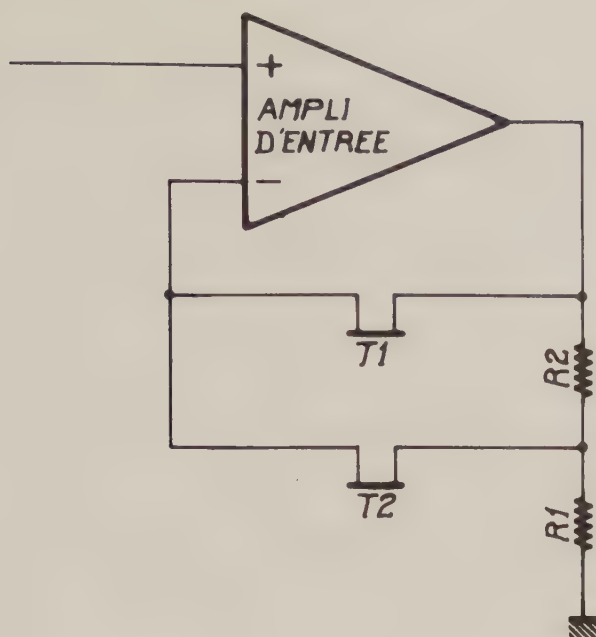


Fig. 45 Gains de 1 et de 10

Les résistances $R1$ et $R2$ sont telles que :

$$\frac{R1}{R1 + R2} = \frac{1}{10}$$

Pour le gain de 1, $T1$ est ON, $T2$ est OFF.

Pour le gain de 10, $T2$ est ON, $T1$ est OFF.

CONCLUSIONS

Au cours de notre introduction nous avons signalé le ralentissement dans la course aux performances observé dans le domaine des voltmètres numériques vers 1969 et 1970 par suite des limites technologiques ; le présent exposé a montré comment un compromis jusqu'ici irréalisable a été rendu possible en réétudiant le problème de la conversion analogique-numérique sur des bases nouvelles et surtout en examinant ce problème sous un nouvel aspect. Avec les outils technologiques les plus récents à notre disposition nous avons recherché et conçu de nouveaux schémas de principe de façon à obtenir une parfaite adéquation entre le schéma et les composants technologiques utilisés. En conséquence trois originalités principales marquent notre projet de voltmètre numérique, à savoir :

- la commutation précise et rapide de tensions analogiques par l'intermédiaire d'un pont diviseur résistif associé à des FET et à un amplificateur à haute impédance d'entrée.
- la commutation précise, rapide et programmée d'une tension de référence positive ou négative par l'intermédiaire d'un jeu de FET effectuant dans chacun des deux cas une commutation avec annulation de l'erreur par contre-réaction.
- la conception d'un amplificateur offrant simultanément des performances remarquables sur deux points jusqu'ici inconciliables : la rapidité et la faible dérive à long terme et en température. Cette coexistence est due au procédé original de correction de dérive.

Le projet de voltmètre que nous avons exposé a été réalisé au sein de la Société SERCEL sous notre responsabilité (voir annexe 2). Ce voltmètre est actuellement commercialisé sous le nom de VM 2700 et il est considéré comme l'un des meilleurs voltmètres, sinon le meilleur, disponible sur le marché mondial.

La précision relative entre plusieurs mesures sur un intervalle de temps de 24 heures s'est révélée meilleure que 1.10^{-5} .

— : — : — : — : — : — : — : — : — :

A N N E X E 1

Rappel sur les amplificateurs opérationnels

1 - Définition et formule

Un amplificateur opérationnel est un amplificateur différentiel possédant les caractéristiques suivantes :

- son gain en boucle ouverte A est très élevé et bien supérieur à son gain en boucle fermée G .
- Les courants d'entrée, c'est-à-dire les courants de base pour des transistors à jonction ou les courants de "porte" pour des transistors à effet de champ, sont très faibles et négligeables devant le courant traversant la résistance de contre réaction.

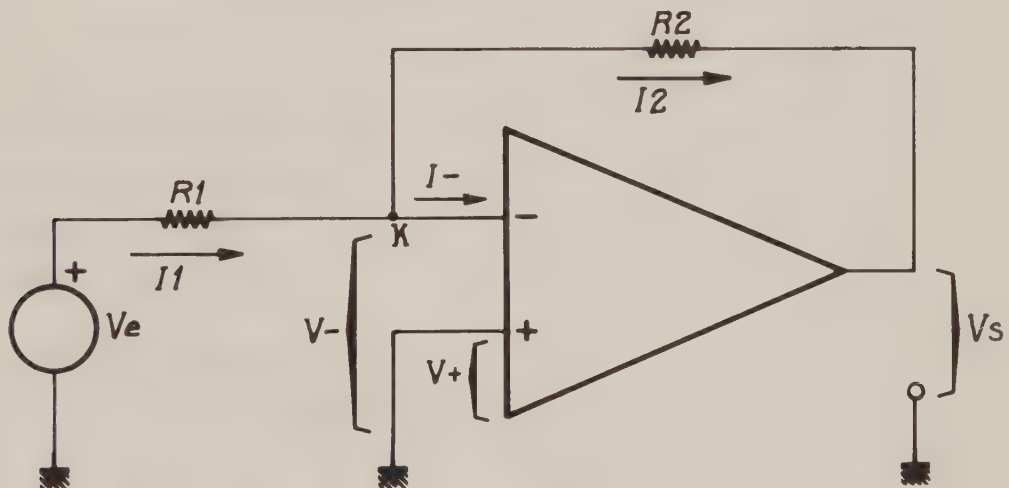


Fig. 1

Ces deux caractéristiques entraînent des particularités remarquables que nous allons exposer :

$$V_- - V_+ = \frac{V_s}{A} \neq 0 \text{ volt} \quad (\text{fig. 1})$$

d'où $V_- = V_+ = 0 \text{ volt}$. Le point K est dit "Masse virtuelle".

$$I_1 = I_2 + I_- \text{ avec } I_- \ll I_2$$

d'où (1) $I_1 \neq I_2$

D'autre part :

$$- v_e + R_1 I_1 = 0$$

$$V_- + R_2 I_2 + v_s = 0 \quad \text{avec} \quad V_- = 0$$

$$\text{d'où} \quad v_e = R_1 I_1$$

$$v_s = - R_2 I_2$$

$$(2) \quad \frac{v_s}{v_e} = - \frac{R_2 I_2}{R_1 I_1}$$

en comparant avec (1)

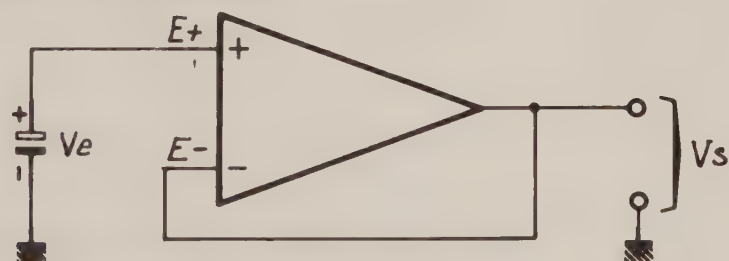
$v_s = - \frac{R_2}{R_1} v_e$

2 - Montages

Les trois principaux montages sont :

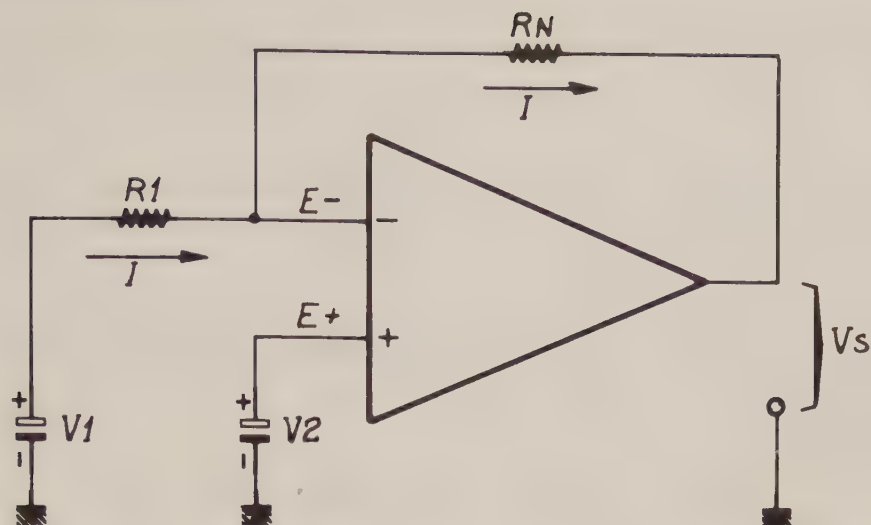
- le montage non inverseur
- le montage inverseur
- le montage sommateur

2.1. Le montage non inverseur



Dans ce montage la contre-réaction est totale, la sortie étant réunie à l'entrée E_- . Le gain en boucle fermée est alors de 1 avec une erreur égale à $\frac{1}{A}$ si A est le gain en boucle ouverte du montage. Cette erreur est donc très faible puisque A est élevé. La bande passante d'un tel montage est large et le temps de réponse à un échelon de tension à l'entrée est court.

2.2. Le montage inverseur



Ce montage est celui que nous avons utilisé pour l'exposé des qualités remarquables d'un amplificateur opérationnel. Toutefois un signal d'entrée V_2 peut également être appliqué sur l'entrée E_+ .

En vertu des propriétés des amplificateurs opérationnels nous avons :

$$(1) \quad V_1 = R_1 \times I + R_N \times I + V_s$$

$$(2) \quad V_2 = V_1 - R_1 \times I$$

$$\text{de (2) nous tirons } I = \frac{V_1 - V_2}{R_1}$$

et l'équation (1) s'écrit alors :

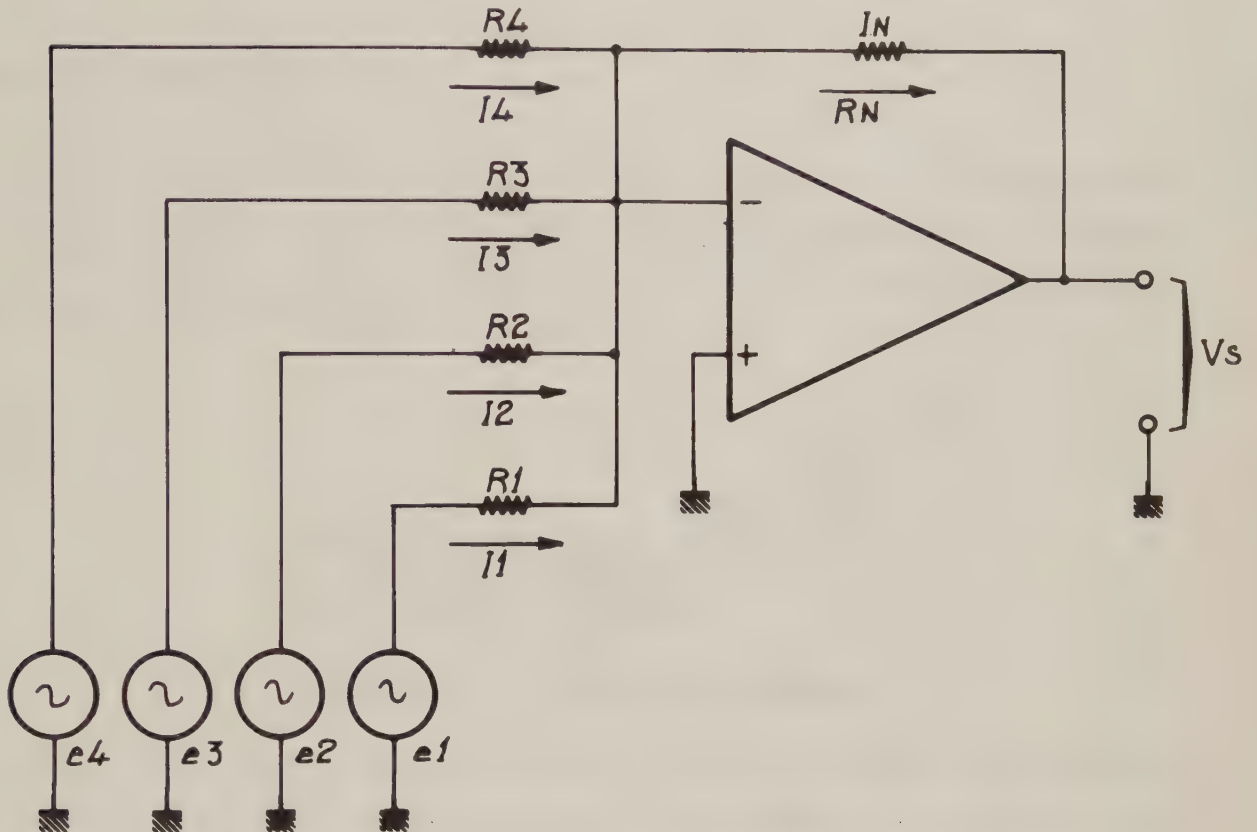
$$V_1 = V_1 - V_2 + \frac{R_N}{R_1} (V_1 - V_2) + V_s$$

ou :

$$V_s = -V_1 \left(\frac{R_N}{R_1} \right) + V_2 \left(1 + \frac{R_N}{R_1} \right)$$

2.3. Le montage sommateur

Il réalise une sommation de courants et la transforme en sommation de tensions.



Puisque I_- est négligeable

$$I_N = I_1 + I_2 + I_3 + I_4$$

$$V_s = - R_N \times I_N \text{ puisque } E_- = 0$$

$$V_s = - R_N (I_1 + I_2 + I_3 + I_4)$$

$$V_s = - R_N \left(\frac{e_1}{R_1} + \frac{e_2}{R_2} + \frac{e_3}{R_3} + \frac{e_4}{R_4} \right)$$

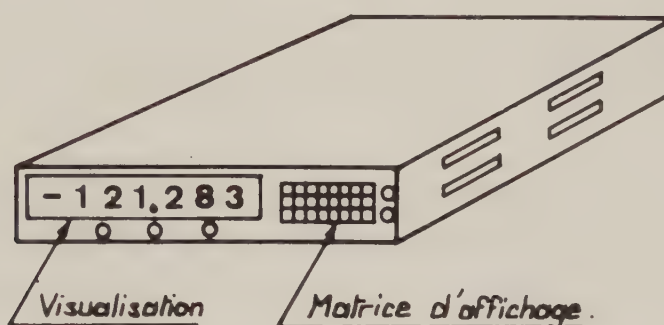
$$V_s = - \left(\frac{R_N}{R_1} e_1 + \frac{R_N}{R_2} e_2 + \frac{R_N}{R_3} e_3 + \frac{R_N}{R_4} e_4 \right)$$

Les trois montages que nous venons de voir sont les principaux utilisés.

Réalisation du voltmètre numérique VM 2700

1 - Description générale

Le VM 2700 a été réalisé sous la forme d'un boîtier rectangulaire qu'il est possible d'intégrer dans une baie standard. La largeur a la dimension 24 pouces. La hauteur est de 2 unités. La profondeur est d'environ 60 cm.



La visualisation a été effectuée par des tubes Nixies. Une matrice d'affichage permet de faire apparaître la gamme sélectionnée ainsi que l'unité de mesure.

Sur la partie arrière de l'appareil se trouve un ventilateur pour limiter l'échauffement des circuits électroniques. Pour permettre la circulation d'air les flancs du voltmètre comportent des fenêtres d'aération.

L'ensemble des circuits analogiques est contenu sur un circuit imprimé dit "carte mère analogique" occupant environ la moitié de la surface du voltmètre. De même l'ensemble des circuits logiques est contenu sur un circuit imprimé dit "carte mère logique" occupant une surface peu supérieure à celle de la "carte mère analogique". Le transformateur et les circuits d'alimentation sont situés à l'arrière de l'appareil.

2 - Réalisation technologique

a) Carte Mère logique

Celle-ci est constituée par un circuit imprimé sur lequel se trouvent des supports à wrapper. . Les liaisons sont donc faites par wrapping ce qui a semblé la solution préférable vu la densité des connexions à réaliser. Il est ainsi possible de changer très rapidement un circuit intégré douteux, ce qui est particulièrement pratique pour la mise au point de l'appareil et pour sa maintenance. Les circuits intégrés logiques utilisés sont tous de la série TTL 74 et notamment un pourcentage important est constitué de circuits complexes, c'est-à-dire réalisant plusieurs fonctions à la fois, tels que des compteurs modulo 16, des compteurs décimaux (décades), des compteurs décompteurs, des décodeurs etc...

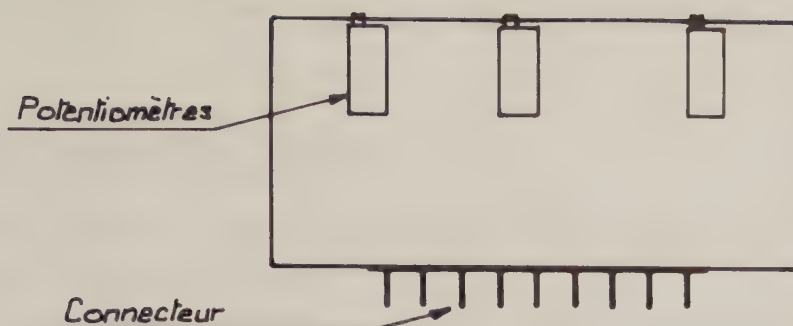
La liaison entre la carte mère logique et les éléments de visualisation a été faite par l'intermédiaire d'une autre carte mère de dimension réduite et appelée "interface".

Notons ici que la logique du voltmètre est soit synchrone soit asynchrone selon les fonctions à obtenir.

b) Carte mère analogique

Les éléments principaux de la partie analogique sont les amplificateurs et les réseaux résistifs (le réseau décimal et le réseau hybride). Aussi ces éléments ont été réalisés sur des petites plaquettes circuits imprimés qui s'enfichent sur la carte mère par des jeux de connecteurs miniatures mâles et femelles. Cette construction modulaire est très agréable pour les essais et la mise au point. En particulier, chaque amplificateur est essayé sur une boîte "TEST" avant d'être enfiché sur la carte analogique. Il en est de même des réseaux résistifs. Cette modularité permet également de tester la carte mère elle-même avant qu'elle n'ait reçu tout module.

L'enceinte thermostatée contenant la référence à diodes Zener constitue également un module qu'il est possible de contrôler séparément.



Les potentiomètres de réglage sont disposés de telle sorte qu'il est possible d'effectuer le réglage sur la partie supérieure du module.

Sur les plaquettes modulaires les composants sont tous soudés pour éviter de mauvais contacts.

c) Carte alimentation

Le transformateur d'alimentation est blindé et les différentes tensions positives ou négatives nécessaires sont obtenues à partir de cartes modulaires enfichées sur une petite carte mère. Il en résulte là aussi une grande souplesse en cas de panne.

3 - Précautions de câblage

La très haute précision de mesure et la résolution de 10 microvolts ont nécessité de grandes précautions dans les circuits de masse et d'alimentation, tant pour les cartes mères logiques et analogiques que pour les plaquettes modulaires où l'emplacement des composants doit être minutieusement étudié, pour éviter les accrochages et les boucles de masse.

B I B L I O G R A P H I E

Transistors à effet de champ

- Note d'application AN-219 de Motorola : "The field effect transistor in digital applications".
- Bulletin technique n° 6 de Amelco Semi-conducteur : "Switching characteristics of field effect devices".
- Article de la revue "Electronics" du 28 décembre 1964 intitulé : "Analog switching circuits use field effect devices".

Relais à lamelles

- Documentation fournisseurs : "SEEM, CLARE".

Amplificateurs opérationnels

- Note d'application E010-40-9/68 de Analog Devices : "Wide Band DC Differential Amplifiers".
- Note technique NT4 de National Semi-Conducteur : "Compensation de la dérive des amplificateurs opérationnels intégrés monolithiques" par R.J. Widlar traduit par Pierre Colomb.
- Article de la revue "Electronique" (février 1967) intitulé : "Amplificateur à courant continu de haute stabilité et faible dérive"
- Article de la revue "Design Electronics" de juin 1969 intitulé : "Cutting Drift in D.C. Differential Amplifiers".
- Note technique de IMEX FRANCE : "Les amplificateurs opérationnels : généralités".
- Note technique de IMEX FRANCE : "Les amplificateurs opérationnels : applications".
- Brevet Sercel n° 6916512 du 21/05/69 intitulé : "Amplificateur continu à correction de dérive", inventeur Michel AUMIAUX.

Voltmètres numériques

- Article de la revue "The Electronic Engineer" de novembre 1969 intitulé : "DVM specs compared".
- Article de la revue "Control and Instrumentation" de septembre 1969 "An Integrating Voltmeter".
- Note d'application n° 69 de Hewlett Packard : "Which DC Voltmeter ?".
- Article de la revue "The Radio and Electronic Engineer" vol 40 n° 2 août 1970 intitulé "Optimization of the Dual Ramp voltmeter".

Voltmètres numériques (suite)

- Article de la revue EEE avril 1970 intitulé : "Jim Nelson of Dana speaks out on what's wrong with DVM specs".
- Article de la revue "Electronics Products" de août 1967 intitulé "On DVM's".
- Article de la revue : "The Radio and Electronic Engineer" vol 40 n° 1 de juillet 1970 intitulé "Digital Carry applied to Successive Approximation".
- Livre "Analog to Digital and Digital to Analog Conversion Techniques" par Hoeschele. Edition : "Jone Willey and Sons".
- Brevet Sercel n° 1601081 du 28/02/1968 intitulé : "Perfectionnements aux convertisseurs analogiques digitaux" inventeur Michel AUMIAUX.

--:--:--:--:--:--:--

